

T H E S E

présentée à la

FACULTE DES SCIENCES DE L'UNIVERSITE DE NANCY

pour obtenir le grade de

DOCTEUR-INGENIEUR

par

René LE DOËUFF

Ingénieur E. N. S. E. M.

ETUDE DE L'ADAPTATION D'UN CYCLOCONVERTISSEUR

A L'ALIMENTATION DE MACHINES A INDUCTION

Soutenue le

1970

devant la Commission d'Examen

Membres du Jury

Président : M. R. GUILLIEN

Examineurs : MM. E. GUDEFIN

R. HUSSON

Invité : M. R. KLEIN

T H E S E

présentée à la

FACULTE DES SCIENCES DE L'UNIVERSITE DE NANCY

pour obtenir le grade de

DOCTEUR-INGENIEUR

par

René LE DŒUFF

Ingénieur E. N. S. E. M.

ETUDE DE L'ADAPTATION D'UN CYCLOCONVERTISSEUR

A L'ALIMENTATION DE MACHINES A INDUCTION

Soutenue le

devant la Commission d'Examen

Membres du Jury

Président : M. R. GUILLIEN

Examineurs : MM. E. GUDEFIN

R. HUSSON

Invité : M. R. KLEIN



ANNEE SCOLAIRE 1969-70

DOYEN : M. AUBRY

ASSESSEUR : M. GAY

Doyens honoraires : MM. CORNUBERT - ROUBAULT

Professeurs honoraires : MM. RAYBAUD - LAFFITTE - LERAY - JOLY -

LAPORTE - EICHORN - CAPELLE - GODEMENT - DUBREUIL -

L. SCHWARTZ - DIEUDONNE - LETORT - DODE - GAUTHIER - GOUDET -

OLMER - CORNUBERT - CHAPELLE - GUERIN - WAHL.

Maîtres de Conférences honoraires : MM. LINHART - PIERRET.

Professeurs

MM. ROUBAULT

VEILLET

BARRIOL

BIZETTE

GUILLIEN

LEGRAS

BOLFA

NICLAUSE

FAIVRE

AUBRY

COPPENS

DUVAL

FRUHLING

HILLY

LE GOFF

SUHNER

CHAPON

HEROLD

SCHWARTZ B.

MALAPRADE

* MANGENOT

GAYET

HADNI

* BASTICK

DUCHAUFOR

GARNIER

NEEL

BERNARD

* CHAMPIER

* GAY

STEPHAN

* CONDE

Géologie

Biologie Animale

Chimie théorique

Physique

Electronique

Mécanique Rationnelle

Minéralogie

Chimie

Physique Appliquée

Chimie Minérale

Radiogéologie

Chimie

Physique

Géologie

Génie Chimique

Physique Expérimentale

Chimie Biologique

Chimie Minérale Indust.

Exploitation Minière

Chimie

Botanique

Physiologie

Physique

Chimie

Pédologie

Agronomie

Chimie, Organique Indust.

Géologie Appliquée

Physique

Chimie Biologique

Zoologie

Zoologie



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41551919_0029

* WERNER	Botanique
EYMARD	Calcul Différentiel et Intégral
FELDEN	Physique
* GOSSE	Mécanique Physique
* DAVOINE	Physique (ENSMIM)
HORN	Physique (1° Cycle)
* ROCCI	Géologie
Mme * LUMER	Maths.
DELPUECH	Chimie Physique
Melle HUET	Analyse Supérieure
BLAZY	Minéralogie Appliquée

N..... Chimie Biologique

N..... Mécanique Appliquée

N..... Méthodes Mathématiques de la Physique

N..... Mécanique Rationnelle

(*) Professeur titulaire à titre personnel.

Professeurs sans Chaire

Mme BASTICK	Chimie P.C. EPINAL
MM. GUDEFIN	Physique
VUILLAUME	Psychophysiologie
FRENTZ	Biologie Animale
MARI	Chimie (ISIN)
DEVIOT	Physique du solide
FLECHON	Physique P.C.
VIGNES	Métallurgie
JURAIN	Géologie C.B.G.
BALESDENT	Thermodynamique, Chimie Appliquée (ENSIC)
JANOT	Physique P.C. EPINAL
CACHAN	Entomologie appl. (ENSA)
JACQUIN	Pédologie et Chimie agri.
MAINARD	Physique M.P.
MARTIN	Chimie P.C.
PAULMIER	Mécanique Expérimentale
PROTAS	Minéralogie
RIVAIL	Chimie Appliquée CUCES
DEPAIX	Probabilités et Statistiques.

Maîtres de Conférences

VILLERMAUX	Génie Chimique
METCHE	Biochimie Appliquée (Brasserie)
BAUMANN	Physique 1° cycle
DURAND	Physique
GRANGE	Physique (ISIN)
BAVEREZ	Chimie (ENSIC)
CHAMBON	Exploitation Minière (Mines)
HUSSON	Physique (ENSEM)
WEISSLINGER	Physique
GERL	Physique (Mines)

ROQUES
FERRIER
GILLORMINI
HILY
CASTRO
DEXHEIMER
NOVERRAZ
TOURET
N.....
N.....
N.....
N.....
N.....
N.....
N.....
N.....
N.....

Chimie Minérale
Mathématiques
Mécanique Flui. ISIN
Mathématiques P.C.
Chimie organique
Botanique
Mathématiques
Géologie
Maths Appliquées
Mathématiques
Mathématiques
Mathématiques
Physiologie animale
Chimie (ENSIC)
Laiterie (Ecole Lait.)
Chimie Organique
Maths Appliquées

Chargés d'Enseignement

MM. AMARIGLIO - COËURE - DAVRAINVILLE - GIRARDEAU - OVAERT -
RUYER - WEBER - PUJOL - SCHREIBER.

- AVANT PROPOS -

Le présent travail, objet d'un contrat de recherche avec la Société ALSTHOM, a été réalisé au Laboratoire d'Electrotechnique de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy.

Nous exprimons notre profonde gratitude à Monsieur le Professeur E. GUDEFIN qui nous a constamment conseillé et éclairé au cours de nos travaux.

Nous tenons à remercier Monsieur le Professeur R. GUILLIEN, Directeur de l'Institut de Génie Biologique et Médical, qui a bien voulu accepter la présidence du jury d'examen ainsi que Monsieur R. HUSSON, Maître de Conférences, qui nous fait l'honneur d'y participer.

Nous remercions Monsieur R. KLEIN, Chef du Service Technique Général à la Société ALSTHOM, d'avoir accepté de faire partie du jury et de l'aide constante, technique et matérielle, qu'il nous a apportée au cours de nos travaux.

Nous remercions nos camarades de Laboratoire pour les nombreux conseils qu'ils nous ont prodigués, en particulier Monsieur G. ROOY dans le domaine de l'Electronique et Monsieur P. THERME pour la réalisation des calculs numériques.

La compétence de Messieurs ROLLIN, SIFFERT et LELONGE a permis la réalisation des divers montages et appareillages.

Le présent mémoire a été réalisé grâce à la diligence aimable de Madame BIGEARD et de Monsieur MAURER.

TABLE DES MATIERES

Introduction.....	1
Chapitre I : Principe du cycloconvertisseur -	
Description du système utilisé	3
1 - Principe du cycloconvertisseur	4
1.1 - Définition	4
1.2 - Redressement en étoile polyphasée à thyristors	4
1.3 - Cycloconvertisseur élémentaire	4
1.4 - Cycloconvertisseur à réglage de phase	8
2 - Description du système utilisé	10
2.1 - Description globale	10
2.2 - Rôle des signaux en dents de scie	10
2.3 - Suppression des impulsions de commande	12
2.4 - Alimentation du système	14
Chapitre II : Fonctionnement du cycloconvertisseur sur	
charge passive	17
1 - Etude du courant dans la charge pendant l'intervalle de conduction d'un thyristor	18
2 - Cas particulier du dernier intervalle d'une alternance	21
3 - Etude de la forme d'onde du courant secondaire en fonction de la nature de la charge	25
3.1 - Charge fortement résistive	26
3.2 - Charge moyenne	29
3.3 - Charge fortement réactive	32
4 - Rôle du système de détection de courant-apparition de court-circuits entre phases primaires	35
5 - Elimination des court-circuits	35
6 - Forme d'onde approchée du courant de phase	46
7 - Obtention d'une onde de courant quasi sinusoïdale	48
8 - Réalisation pratique	52

Chapitre III : Fonctionnement du cycloconvertisseur alimentant	
une machine à induction	55
1 - Machine utilisée	56
2 - Impédance équivalente par phase au moteur asynchrone ..	56
3 - Forme d'onde approchée de la tension de phase	58
4 - Courant dans une phase du moteur pendant le dernier	
intervalle de conduction d'une alternance	59
5 - Courant dans une phase du moteur pour $0 < \omega_2 t < \beta$	61
6 - Etude du moteur asynchrone alimenté par un système	
de courants sinusoïdaux	66
7 - Adaptation du cycloconvertisseur à l'alimentation d'une	
machine asynchrone	67
8 - Résultats obtenus	67
9 - Limites du système utilisé	71
Chapitre IV : Etude du moteur à induction alimenté à fréquence	
variable	72
1 - Equations fondamentales du moteur asynchrone	73
2 - Fonctionnement du moteur asynchrone à fréquence variable	
avec une tension statorique proportionnelle à la fréquence	77
2.1 - Etude du courant	77
2.2 - Etude du couple	78
3 - Fonctionnement d'une machine asynchrone à flux d'entre-	
fer constant	82
3.1 - Intensités	82
3.2 - Couple	83
3.3 - Réalisation de l'alimentation à flux constant	86
Chapitre V : Adaptation du cycloconvertisseur à l'alimentation	
de machines asynchrones fonctionnant à flux	
d'entrefer constant	89
1 - Expression de φ en fonction de ω_r	90
2 - Expression de φ en fonction de Γ	92
3 - Expression de la tension de commande v_1 en fonction	
du couple	92
4 - Définition de v_1 à partir de l'intensité	97
5 - Fonctionnement du cycloconvertisseur avec $v_1 = f(I)$	98
6 - Résultats obtenus	108
Conclusion	115

PRINCIPALES NOTATIONS UTILISEES

I) Cycloconvertisseur :

- δ = retard à l'amorçage d'un thyristor.
 I = courant dans la charge
 s = opérateur de Laplace
 u = valeur efficace de la tension d'alimentation.
 $h(t)$ = fonction de Heaviside ou échelon unité
 f_1 = fréquence primaire d'alimentation
 f_2 = fréquence secondaire
 ω_1 = pulsation primaire
 ω_2 = pulsation secondaire
 m = nombre de phases secondaires
 q = nombre de phases primaires
 e = tension de commande ou "dent de scie"
 δ_f = angle d'amorçage du dernier thyristor d'un groupe
 y = courant réduit au début du dernier intervalle de conduction
 Y_1 = courant réduit limite
 δ_o = angle d'amorçage du **premier** thyristor d'un groupe.

II) Moteur : l'indice s sera relatif au stator

l'indice r sera relatif au rotor

On désignera donc par :

- R_s = la résistance d'une phase statorique
 l_s = la self de fuite d'une phase statorique
 M = mutuelle entre le stator et le rotor
 l_r = self de fuite rotorique ramenée au stator
 r_r = résistance d'une phase rotorique ramenée au stator
 ω_s = pulsation des courants statoriques
 ω_r = pulsation des courants rotoriques
 I_s = Intensité du courant statorique
 V_s = tension d'alimentation statorique
 I_m = courant magnétisant

$$L_r = l_r + M$$

$$L_s = l_s + M$$

E = force électromotrice d'entrefer

I_r = courant rotorique ramené au primaire.

Ω = vitesse de rotation en radians par secondes

Γ = couple utile

Φ = flux d'entrefer

Les autres notations, d'emploi plus épisodique , seront définies au moment de leur utilisation.

Dans bien des applications industrielles il est nécessaire d'utiliser des moteurs à vitesse variable (traction ferroviaire , laminoirs, papeteries, filatures, etc...) Jusqu'à ces dernières années, ce problème était résolu par l'utilisation de la machine à courant continu , particulièrement souple d'emploi ; elle présente cependant un inconvénient non négligeable : sa relative fragilité due à sa nature de machine à collecteur.

Quant aux machines alternatives et en particulier aux machines asynchrones, elles possèdent une très grande robustesse mais par contre une vitesse pratiquement constante à une fréquence d'alimentation donnée.

On a donc cherché à remplacer la machine à courant continu par la machine asynchrone alimentée à fréquence variable. Cette substitution s'effectue grâce au récent développement des éléments semi-conducteurs de puissance, et en particulier des thyristors.

Pour obtenir ces tensions de fréquence variable il existe deux voies : La première consiste à partir d'une source de tension continue et, en la découpant par un système de thyristors, à fabriquer des ondes rectangulaires de tensions de fréquence arbitraire. Ce type de dispositif appelé couramment onduleur autonome est maintenant bien connu et assez répandu dans l'industrie ; il est cependant assujéti à l'existence d'une tension continue. Dans le domaine des petites et moyennes puissances, des batteries ou des piles à combustibles peuvent servir de sources de tension continue ; mais dès que l'on désire atteindre de fortes puissances il est nécessaire de passer par le redressement de tensions alternatives.

La seconde solution est de partir d'une source polyphasée de tensions sinusoïdales et, en les combinant au moyen d'un dispositif à thyristors appelé cycloconvertisseur , de construire un système de tensions périodiques de fréquence variable. Contrairement à l'onduleur autonome,

ce type d'appareil n'en est encore qu'au stade expérimental.

La présente étude a pour but l'adaptation à l'alimentation de machines asynchrones d'un cycloconvertisseur construit par la société ALSTHOM à Belfort.

Nous étudierons donc tout d'abord le fonctionnement du cycloconvertisseur en fonction de la nature de la charge et en particulier de ses constantes de temps électriques ; puis nous définirons les conditions du fonctionnement correct de ce système quelle qu'en soit la charge et en particulier lorsqu'il s'agit d'un moteur asynchrone.

Enfin, dans une dernière partie nous montrerons qu'il est possible, en modifiant le cycloconvertisseur, de l'adapter à l'alimentation des moteurs asynchrones.

CHAPITRE I

PRINCIPE DU CYCLOCONVERTISSEUR

DESCRIPTION DU SYSTEME UTILISE

1 - Principe du cycloconvertisseur.

1.1 - Définition :

On appelle cycloconvertisseur un dispositif à thyristors permettant, à partir d'un système polyphasé de tensions sinusoïdales de fréquence donnée f_1 , d'obtenir directement un système de tensions alternatives et périodiques de fréquence variable f_2 ; ce système peut être monophasé ou polyphasé.

1.2 - Redressement en étoile polyphasée à thyristors :

Considérons le schéma de montage de la figure I₁ qui représente un redressement en étoile simple à thyristors.

Sur la figure I₂ nous avons (pointillé) le système triphasé de tensions délivré par le transformateur d'alimentation des redresseurs.

Supposons maintenant qu'à l'instant $t = 0$ nous rendions conducteur le thyristor TH_1 en envoyant une impulsion sur son électrode de commande. Nous avons donc, à ce moment, l'apparition d'un courant dans la charge Z . Puis, pour $\omega_1 t = \frac{5\pi}{6}$, nous envoyons une impulsion de commande sur la gâchette de TH_2 ; comme la tension de la phase 2 d'alimentation est alors supérieure à celle de la phase 1, la tension aux bornes de TH_1 devient négative et il se bloque. Si nous amorçons chacun des 3 thyristors TH_1 , TH_2 et TH_3 lorsque la tension de leur phase d'alimentation respective est la plus grande des trois, la tension aux bornes de la charge sera, à chaque instant, égale à la plus grande des tensions délivrées par le transformateur d'alimentation.

Supposons maintenant, que pour $\omega_1 t = n \frac{\pi}{3}$, nous supprimions toutes les impulsions de commande des thyristors. Nous avons dans ce cas obtenu aux bornes de la charge une tension qui, partant de zéro pour $t = 0$, y revient pour $t = \Delta T$ comme nous l'avons représenté sur la figure I₂.

1.3 - Cycloconvertisseur élémentaire :

Considérons maintenant la figure I₃. Nous avons deux systèmes de thyristors montés tête-bêche. Supposons maintenant que pour $2k \Delta T < t < (2k + 1) \Delta T$ les trois thyristors TH_1 , TH_2 et TH_3 soient commandés de façon à prendre le débit quand la tension de leur phase

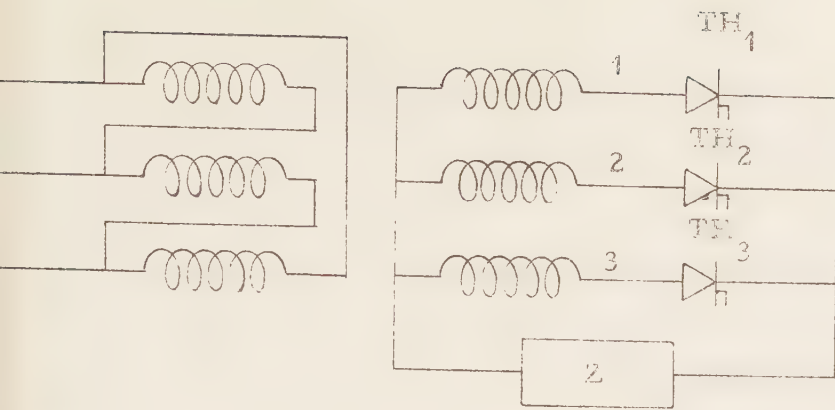


Figure I.4

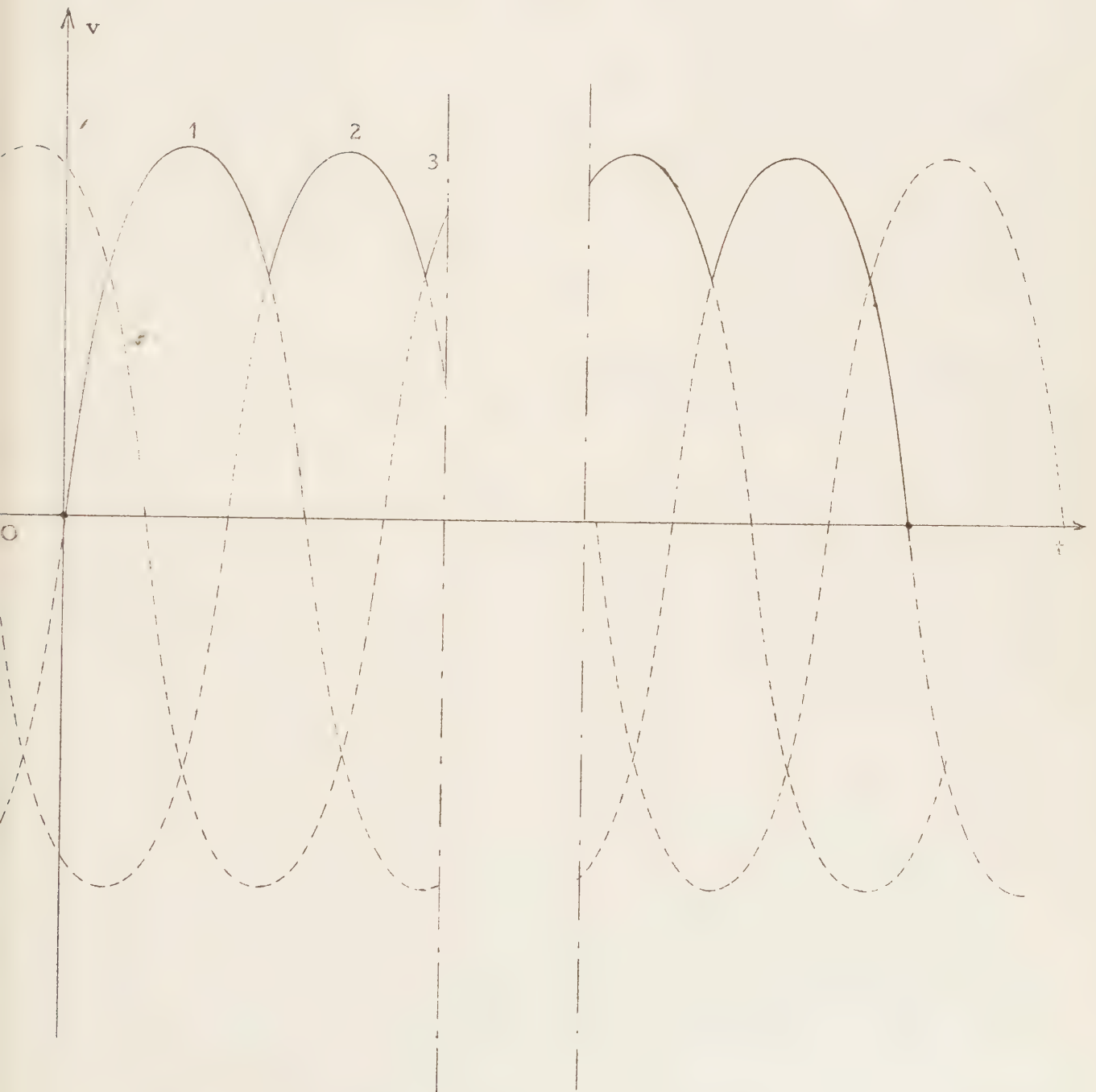


Figure I.2

d'alimentation est la plus positive, et que pour $(2k + 1) \Delta T < t < (2k+2)\Delta T$, TH'_1 , TH'_2 et TH'_3 soient amorcés quand leur tension de phase est la plus négative.

Nous obtenons alors, aux bornes de la charge Z, la tension que nous avons représentée sur la figure I₄. Il s'agit d'une tension alternative, périodique, de période $2 \Delta T$, composée de fragments des trois tensions primaires délivrées par le transformateur d'alimentation.

L'ensemble des six thyristors de la figure I₃ et de leur système de commande constitue un cycloconvertisseur monophasé.

Si maintenant nous désirons réaliser un cycloconvertisseur ayant m phases secondaires à partir d'un système d'alimentation comportant q phases, nous voyons qu'il nous faudra $2 \times q \times m$ thyristors.

On notera qu'il est possible d'utiliser des montages en pont au lieu de montages en étoile ; mais dans ce cas il nous faudra $4 \times q \times m$ thyristors au total.

Le fonctionnement décrit ci-dessus, s'il est possible et même très facile à réaliser car sa logique est simple, présente cependant un certain nombre d'inconvénients :

D'une part, lorsque la fréquence secondaire f_2 est faible, l'onde secondaire correspondante est composée d'un grand nombre de fractions identiques d'ondes primaires. Son allure générale se rapproche alors plus d'un rectangle que d'une sinusoïde. Il y correspond donc un taux élevé d'harmoniques de bas rang qui peuvent être gênants dans le cas où le cycloconvertisseur est utilisé pour l'alimentation de machines tournantes [7.]

D'autre part, l'onde de tension secondaire est composée par la juxtaposition de fragments égaux de l'onde de tension primaire. La fréquence secondaire ne peut donc pas varier de façon continue. Par conséquent, pour une fréquence primaire fixée, il n'existe qu'une suite discrète de valeurs possibles de la fréquence secondaire. Par exemple, pour une fréquence f_1 égale à 100 Herz, les valeurs possibles de f_2 sont : 33 Herz, 20 Herz, 14,3 Herz, 11,1 Herz etc...

Donc, si nous désirons obtenir une variation continue de la fréquence f_2 , il faut adopter une autre logique de commande des thyristors.

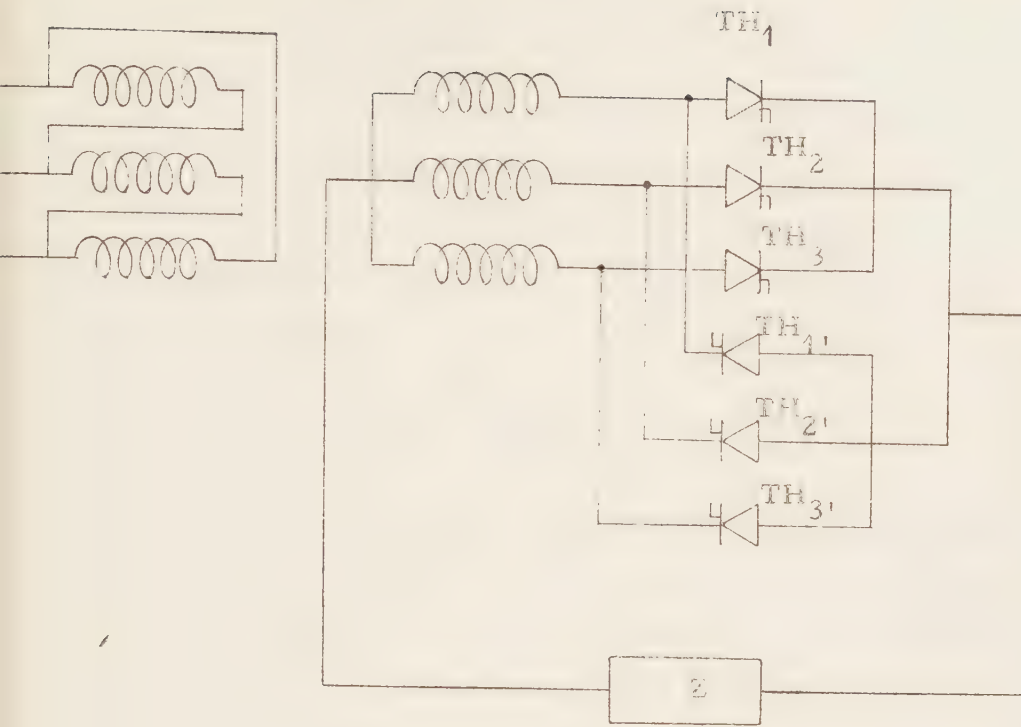


Figure I.3

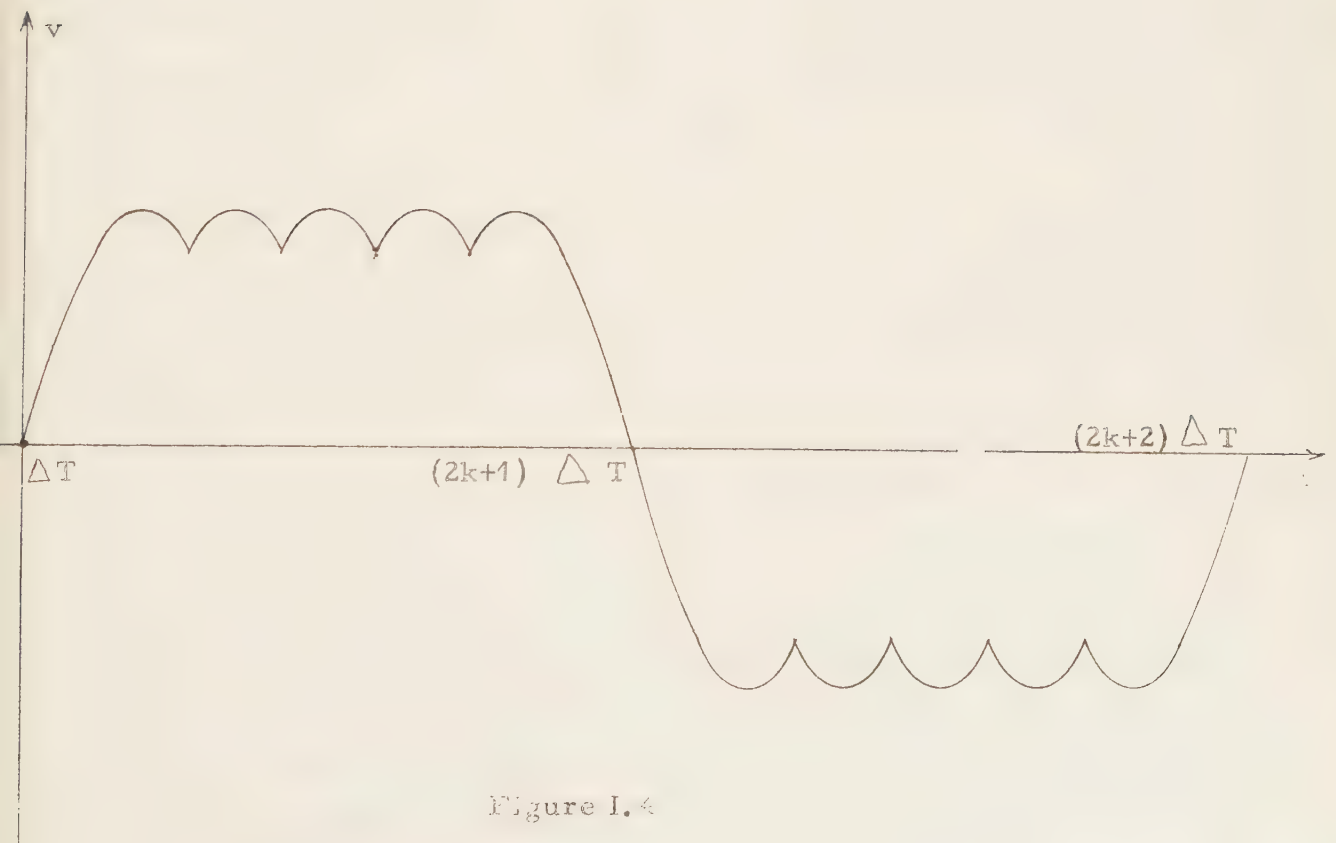


Figure I.4

1.4 - Cycloconvertisseur à réglage de phase :

Soit un montage à thyristors du type de celui de la figure 1₄. Supposons que tous les thyristors soient commandés de façon à se débloquent avec un retard à l'amorçage δ . Si l'on désigne par u la valeur efficace de la tension d'alimentation on sait que la valeur moyenne V de la tension redressée sera :

$$V = \frac{3 u \sqrt{6}}{2\pi} \cos \delta \quad (1,1)$$

Supposons maintenant qu'au lieu d'amorcer tous les thyristors avec le même angle δ , nous fassions varier cet angle, et que, partant de $\delta = \frac{\pi}{2}$ pour $t = 0$, nous le fassions décroître linéairement jusqu'à $\delta = 0$ pour $t = \frac{\Delta T}{2}$, avant de le faire recroître linéairement jusqu'à $\delta = \frac{\pi}{2}$ pour $t = \Delta T$.

Nous appellerons "valeur moyenne instantanée" la valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge, calculée sur l'intervalle de conduction d'un thyristor. Avec la loi de variation de δ décrite ci-dessus, nous obtenons aux bornes de la charge Z une tension dont la "valeur moyenne instantanée" varie sinusoïdalement dans le temps et est de la forme :

$$V = V_M \cos \delta \quad \text{avec} \quad V_M = \frac{3 u \sqrt{6}}{2 \pi}.$$

Ce type de fonctionnement est représenté sur la figure 1₅. Nous y avons tracé en pointillés les trois tensions d'alimentation et en traits continus la tension aux bornes de la charge. La sinusoïde qui représente le fondamental de l'onde de tension est représentée en trait mixte.

Un cycloconvertisseur dont les thyristors sont commandés de la sorte, sera appelé "cycloconvertisseur à réglage de phase".

Ce mode de fonctionnement présente deux avantages par rapport au précédent : D'une part, l'onde de tension obtenue approche mieux la sinusoïde désirée et sera donc beaucoup moins riche en harmoniques de bas rang ; d'autre part il est maintenant possible de faire varier de façon continue la fréquence secondaire f_2 . Ce domaine de variation n'est limité que par la fréquence f_1 de la source d'alimentation. En effet la fréquence f_2 peut varier de façon arbitraire dans l'intervalle $\left[0, \frac{f_1}{3} \right]$. La borne

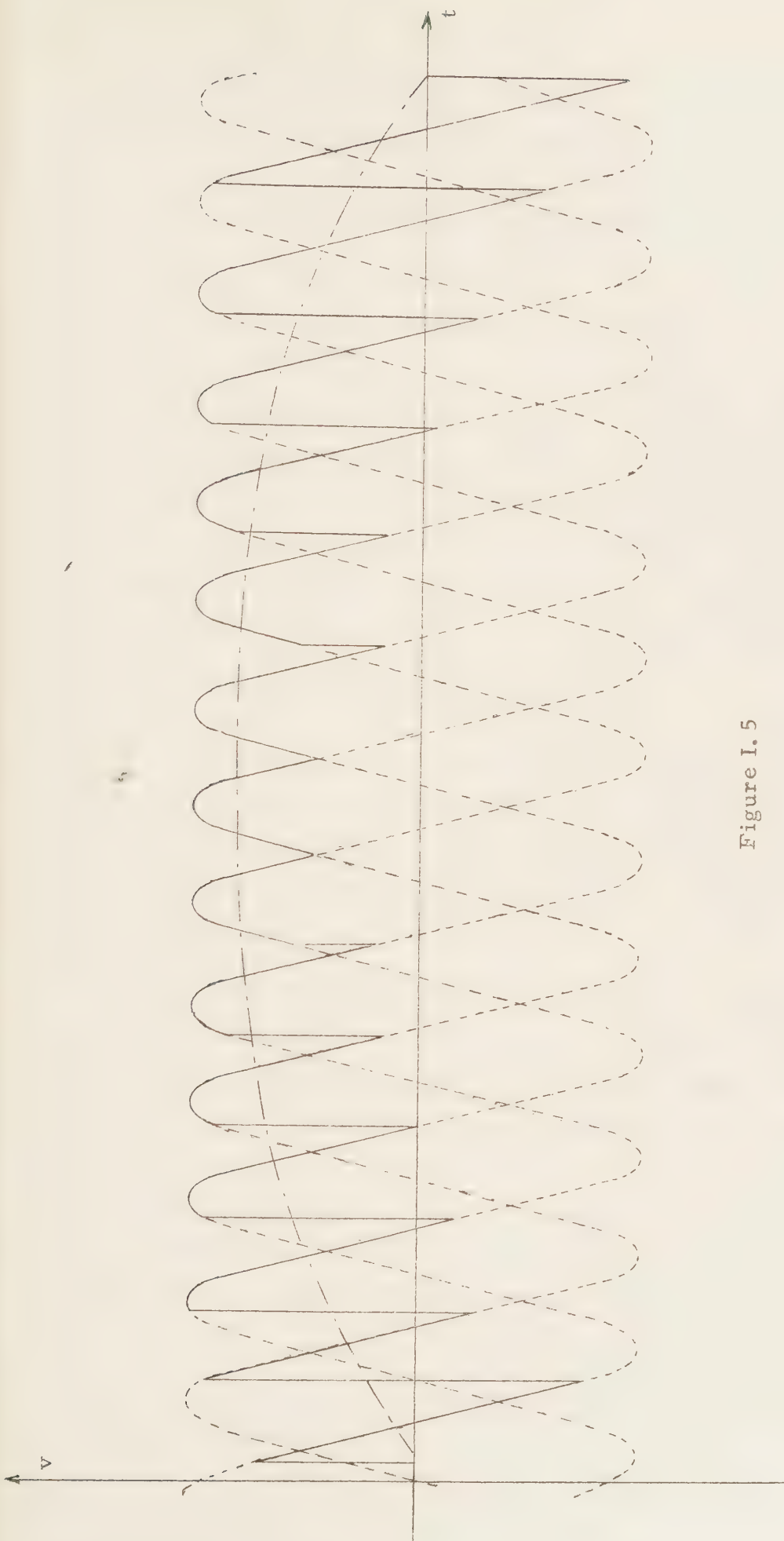


Figure I. 5

supérieure est dictée par des raisons de symétrie et a pour but d'éviter qu'un thyristor d'un groupe ne conduise plus souvent que les autres.

2 - Description du système pratique utilisé :

2.1 - : Description globale.

Le système étudié est un cycloconvertisseur triphasé-triphasé composé de 18 thyristors répartis en six groupes de trois, chacun de ces groupes étant chargé de l'élaboration d'une demi-onde secondaire (Figure I₆). Les thyristors utilisés sont des Silec TK8 qui supportent une intensité efficace maximale de 55 Ampères. Dans ces conditions on peut évaluer à environs 40 KVA la puissance maximale que peut débiter le cycloconvertisseur. On notera à ce propos que la puissance d'un cycloconvertisseur n'est limitée que par les caractéristiques des thyristors qui la composent.

2.2 - Rôle des signaux en dents de scie :

Le principe de fonctionnement de chacun des groupes de trois thyristors est celui que nous avons décrit au paragraphe 1.4, c'est-à-dire que l'on fait varier linéairement le retard à l'amorçage des thyristors de façon à obtenir une onde de tension dont la "valeur moyenne instantanée" varie sinusoidalement dans le temps.

Pour cela on utilise des générateurs d'impulsions dont le principe de fonctionnement est le suivant : les impulsions qu'ils délivrent sont retardées, par rapport à la tension de leur phase respective d'alimentation, d'un angle δ inversement proportionnel à une tension de commande que nous appellerons e . Pour $e = 0$ nous avons $\delta = 180^\circ$ et pour $e = 12$ volts nous avons $\delta = 0$. Donc, pour obtenir la variation de l'angle δ décrite au paragraphe 1.4 il suffit de faire varier e linéairement entre $e = 6$ volts pour $t = 0$ et $e = 12$ volts pour $t = \frac{\Delta T}{2}$. On fera ensuite décroître e linéairement entre $e = 12$ volts pour $t = \frac{\Delta T}{2}$ jusqu'à $e = 6$ volts pour $t = \Delta T$ (cf Figure I₇). Nous désignerons donc par la suite la tension $e(t)$ sous le nom de "signal en dents de scie".

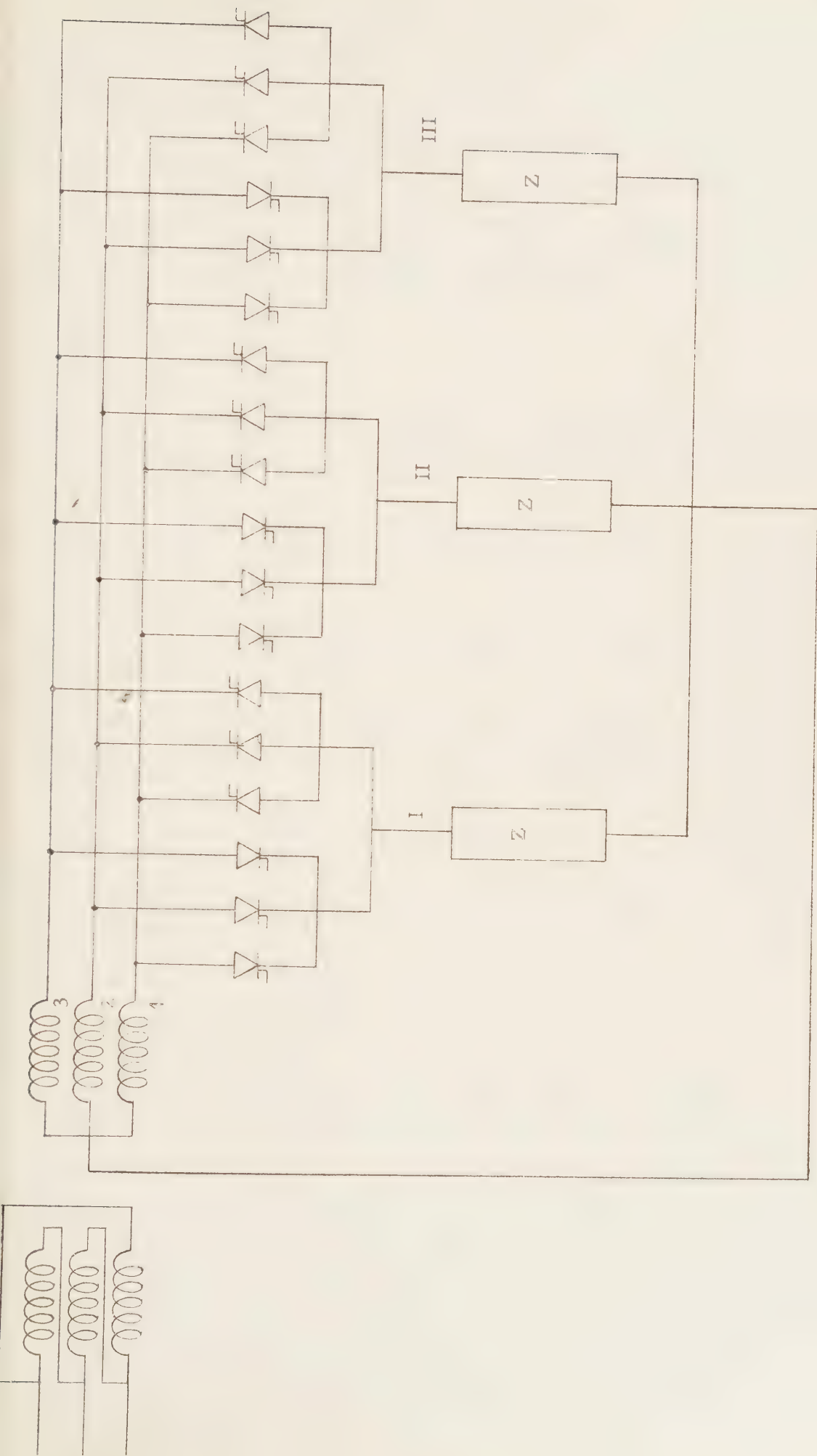


Figure 1.6

Chaque groupe de trois thyristors sera commandé par le même signal en dents de scie. Le groupe chargé de l'élaboration de l'autre alternance de la même phase sera, lui, piloté par une dent de scie en opposition de phase. D'autre part les signaux de commande de deux phases différentes seront déphasés l'un par rapport à l'autre d'un tiers de période secondaire (Figure I₈).

Ceci est équivalent à une loi de variation de l'angle de commande d'une phase (par exemple la phase I) de la forme :

$$\delta I = \frac{\pi}{2} - \omega_2 t.$$

Nous avons donc une onde de tension secondaire dont la "valeur moyenne instantanée" peut se mettre sous la forme :

$$V_I = \frac{3 u \sqrt{6}}{2 \pi} \cos \left(\frac{\pi}{2} - \omega_2 t \right) = \frac{3 u \sqrt{6}}{2 \pi} \sin \omega_2 t.$$

Les deux autres phases auront des angles d'amorçage de la forme $\delta_{II} = \delta_I - \frac{2\pi}{3}$ et $\delta_{III} = \delta_I + \frac{2\pi}{3}$. Nous avons donc au secondaire du cycloconvertisseur un système triphasé de tensions périodiques dont les "valeurs moyennes instantanées", sinusoïdales et équilibrées peuvent s'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_I = \frac{3 u \sqrt{6}}{2 \pi} \sin \omega_2 t \\ V_{II} = \frac{3 u \sqrt{6}}{2 \pi} \sin \left(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{III} = \frac{3 u \sqrt{6}}{2 \pi} \sin \left(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{array} \right. \quad (I.2)$$

2.3 - Suppression des impulsions de commande :

Considérons maintenant les deux groupes de thyristors d'une même phase. Leur fonctionnement n'est pas indépendant et ils ne doivent conduire que l'un après l'autre pendant une demi-période secondaire. Il est donc nécessaire de supprimer les impulsions de commande des thyristors d'un groupe pendant que l'autre conduit. Il est donc indispensable de savoir à tout instant quel est le groupe conducteur. Pour cela deux moyens sont possibles : ou bien détecter le courant qui traverse un thyristor ou un groupe de thyristors, ou bien mesurer la tension à leurs bornes. En effet, lorsqu'un semi-conducteur

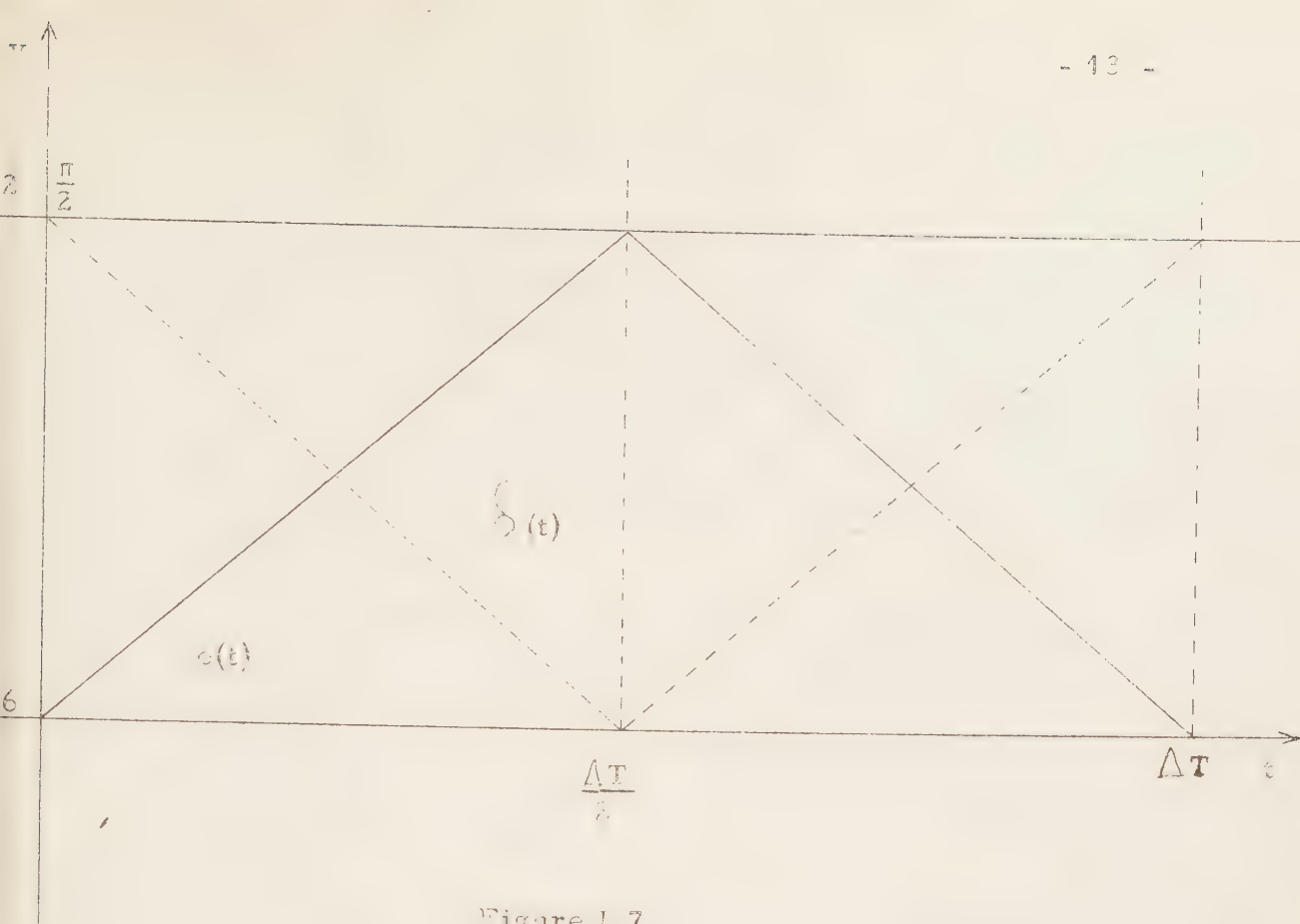


Figure 1.7

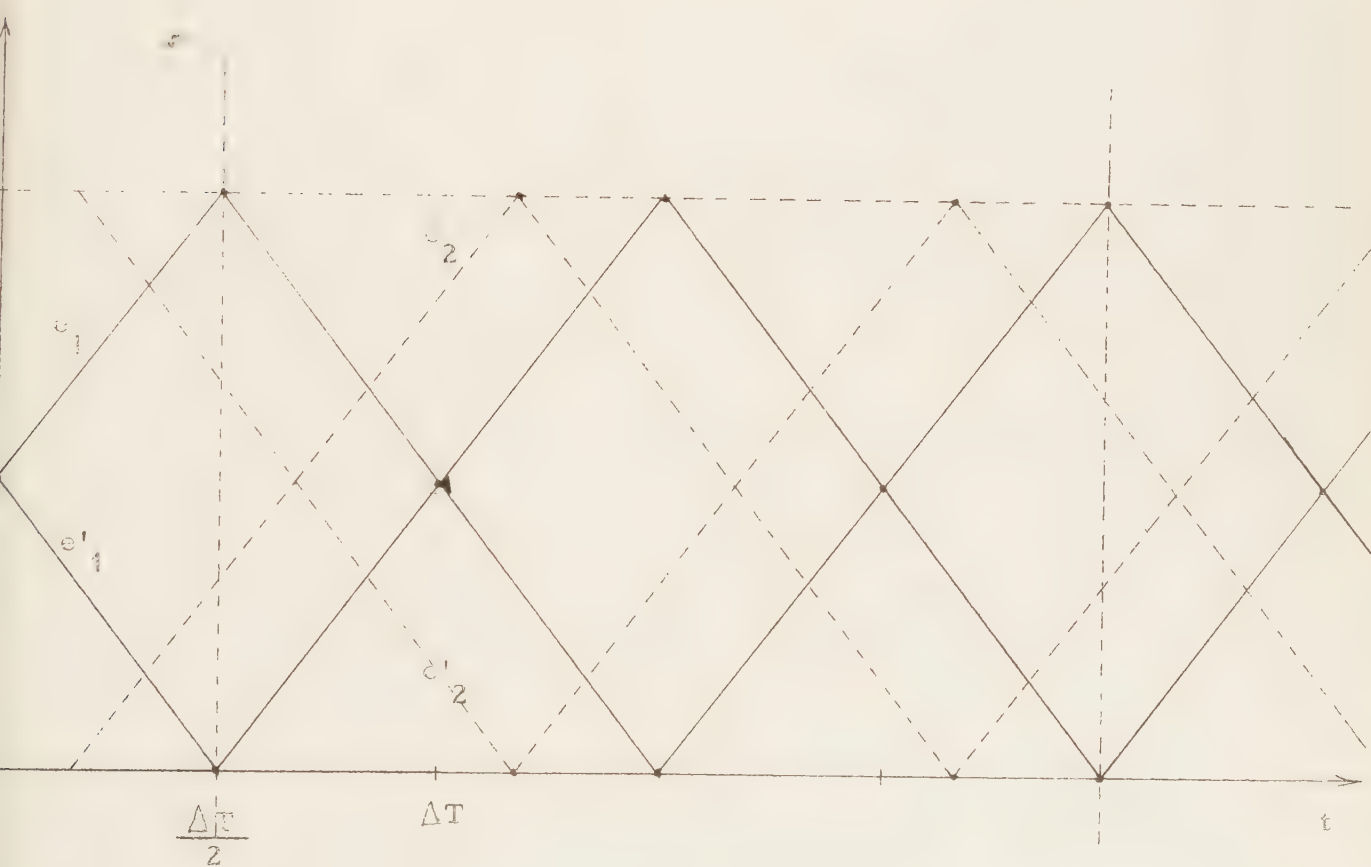


Figure 1.8

est traversé par un courant, la tension à ses bornes est très faible par rapport à la tension qui y apparaît lorsqu'il est bloqué. La solution adoptée a consisté à détecter le courant au moyen de tores. On peut utiliser ou bien un tore par groupe de thyristors (Figure I₉) ou bien un tore par thyristor (Figure I₁₀) et les monter ensuite en série de façon à obtenir une image du courant global.

Comme ces tores (ou tout autre système de détection de courant) n'ont pas une sensibilité parfaite et ne peuvent détecter que des courants supérieurs à une certaine intensité, on n'autorisera l'allumage d'un groupe de thyristors qu'un certain temps après que le signal de détection de courant du groupe se sera annulé.

Ce retard à l'amorçage d'un groupe sera désigné par la suite sous le nom de "temps mort".

Ceci a pour but d'éviter l'apparition de court-circuits entre les phases de l'alimentation. En effet, supposons que l'on amorce un thyristor d'un groupe (par exemple TH'₂) avant que le courant ne se soit annulé dans le groupe opposé et qu'un des thyristors de ce groupe (par exemple TH₁) soit encore conducteur, nous allons dans ces conditions assister à l'apparition d'un court-circuit entre les phases 1 et 2 de l'alimentation (Figure I₁₁).

2.4 - Alimentation du système.

Dans toute l'étude suivante la fréquence f_1 d'alimentation du cycloconvertisseur sera celle du réseau E.D.F. à 50 Herz. Le cycloconvertisseur sera relié au réseau par l'intermédiaire d'un transformateur triphasé auquel on a ajouté en série un autotransformateur "variac" de façon à pouvoir régler facilement la tension d'alimentation du cycloconvertisseur.

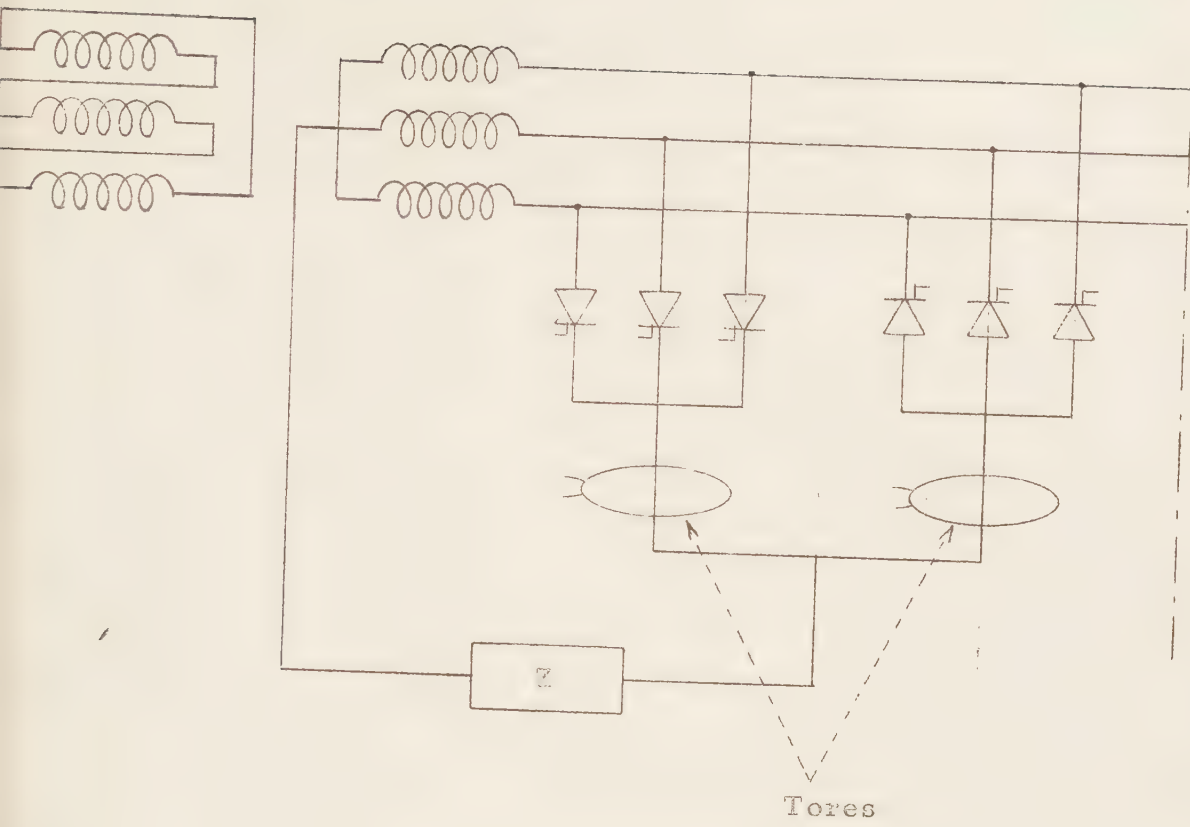


Figure I.9

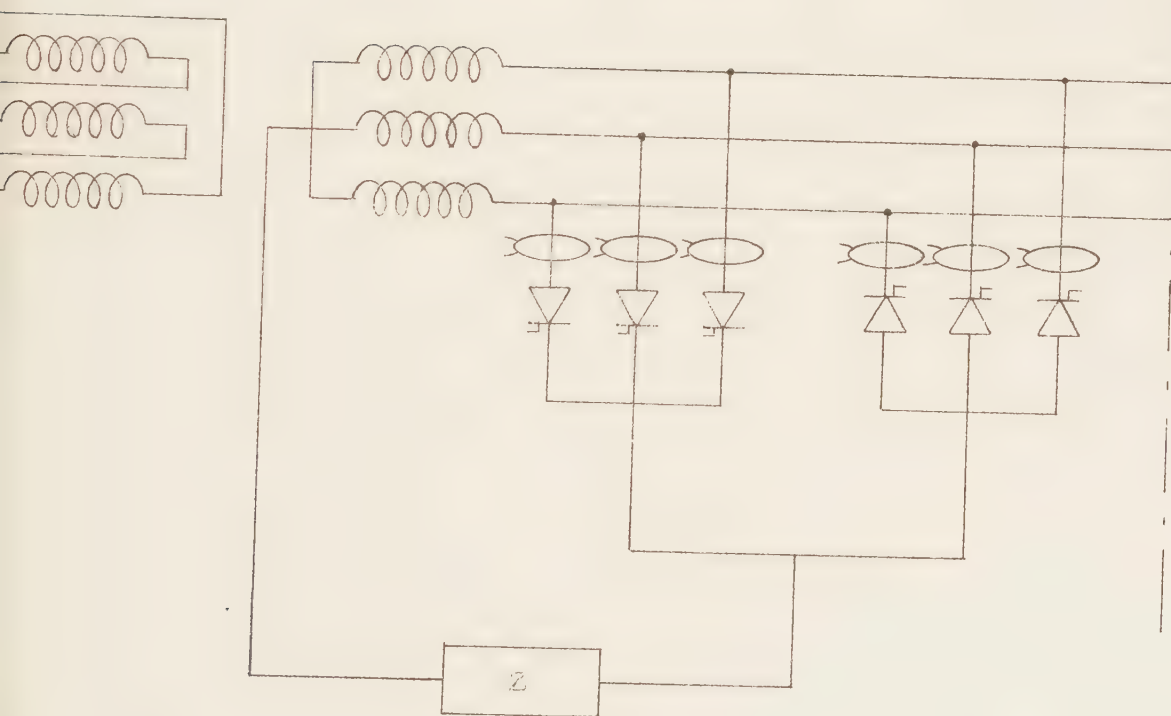


Figure I.10

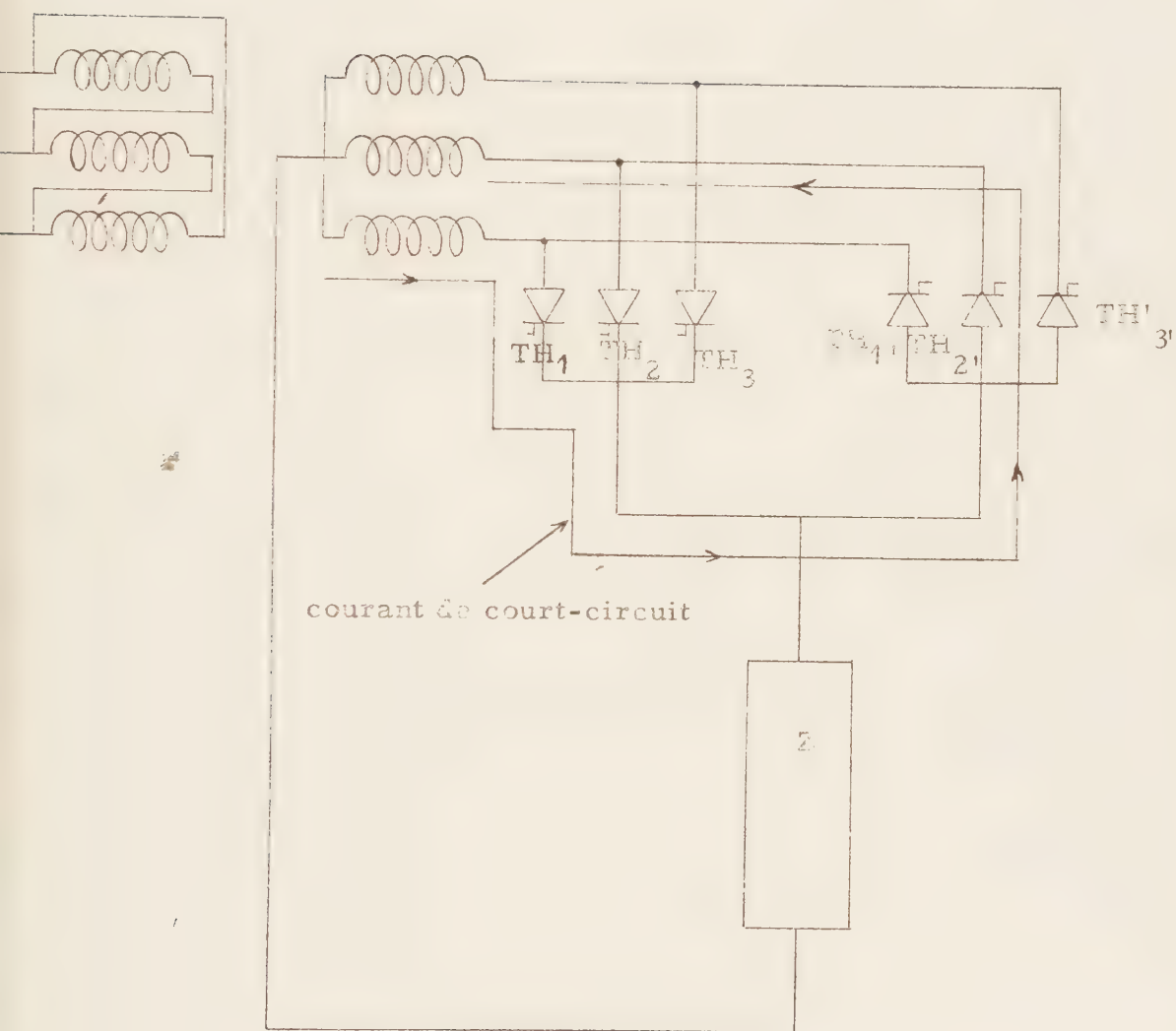


Figure I.11

CHAPITRE II

FONCTIONNEMENT DU CYCLOCONVERTISSEUR

SUR CHARGE PASSIVE

Dans tout ce chapitre le cycloconvertisseur est alimenté par une source triphasée et équilibrée de tensions sinusoïdales. L'impédance interne de la source est supposée négligeable.

Le secondaire du cycloconvertisseur est chargé sur un système passif constitué, pour chacune des phases, d'une résistance notée R et d'une self inductance notée L . Les trois inductances de phases sont supposées non couplées entre elles.

De plus les thyristors sont considérés comme des interrupteurs parfaits.

1 - Etude du courant dans la charge pendant l'intervalle de conduction d'un thyristor. :

Nous allons isoler l'intervalle de temps correspondant à la conduction d'un thyristor et étudier l'évolution du courant dans la charge.

Supposons donc qu'à l'instant t_n nous allumions un thyristor avec un retard à l'amorçage δ_n et qu'à cet instant le courant dans la charge soit égal à I_n .

Si la tension aux bornes de la charge est désignée par $v_n(t)$, le courant I dans une des phases vérifie l'équation différentielle :

$$L \frac{dI}{dt} + R I = v_n(t) \quad (\text{II. 1})$$

Nous pouvons écrire I sous la forme :

$$I = I_n e^{-\frac{R}{L}(t - t_n)} + i \quad (\text{II. 2})$$

où i est la solution de l'équation (II. 1) qui prend la valeur zéro à l'instant $t = t_n$.

D'autre part $v_n(t)$ peut s'écrire :

$$v_n(t) = \sqrt{2} u \sin\left(\omega_1 t - \frac{2n\pi}{3}\right) h\left(t - \frac{2n\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} + \delta_n}{\omega_1}\right) \quad (\text{II.3})$$

$h(t - \tau)$ est la fonction de Heuviside ou échelon unité et nulle pour $t < \tau$ et égale à l'unité pour $t > \tau$.

$$\text{Ici } \tau = t_n = \frac{2n\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} + \delta_n}{\omega_1}$$

En utilisant la transformation de Laplace dont nous désignerons par s l'opérateur, nous obtenons :

$$(R + Ls) \mathcal{L}(i) = \mathcal{L}(v_n)$$

avec :

$$\mathcal{L}(v_n) = \sqrt{2} u \frac{s \sin\left(\frac{\pi}{6} + \delta_n\right) + \omega_1 \cos\left(\frac{\pi}{6} + \delta_n\right)}{s^2 + \omega_1^2} e^{-\frac{2n\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} + \delta_n}{\omega_1} s}$$

On en déduit :

$$\mathcal{L}(i) = \frac{\sqrt{2} u}{L} \cdot \frac{s \sin\left(\frac{\pi}{6} + \delta_n\right) + \omega_1 \cos\left(\frac{\pi}{6} + \delta_n\right)}{(s + \frac{R}{L})(s^2 + \omega_1^2)} e^{-\frac{2n\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} + \delta_n}{\omega_1} s}$$

En utilisant la transformation inverse de Laplace nous obtenons :

$$i = \frac{\sqrt{2} u}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega_1^2}} \left\{ \sin\left(\omega_1 t - \frac{2n\pi}{3} - \varphi_x\right) - \sin\left(\frac{\pi}{6} + \delta_n - \varphi_x\right) e^{-\frac{R}{L} \left[t - \frac{2n\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6} + \delta_n}{\omega_1}\right]} \right\} \quad (\text{II.4})$$

$$\text{avec } \text{tg } \varphi_x = \frac{L\omega_1}{R}$$

Si nous posons $\theta = \omega_1 t - \frac{2n\pi}{3}$, l'expression (II.4) peut s'écrire sous la forme :

$$i(\theta) = \frac{\sqrt{2} u}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega_1^2}} \left[\sin(\theta - \varphi_x) - \sin\left(\frac{\pi}{6} + \delta_n - \varphi_x\right) e^{-\frac{R}{L\omega_1} (\theta - \frac{\pi}{6} - \delta_n)} \right] \quad (\text{II.5})$$

L'intervalle considéré débute pour $\theta = \frac{\pi}{6} + \delta_n$ et se termine au moment de l'amorçage du thyristor suivant, soit pour $\theta = \frac{5\pi}{6} + \delta_{n+1}$.

En fin de compte, si nous désignons par $I(n, n+1)$ le courant dans la charge pendant l'intervalle $\frac{\pi}{6} + \delta_n \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6} + \delta_{n+1}$, nous pouvons écrire :

$$I(n, n+1) = I_n e^{-\frac{R}{L\omega_1}(\theta - \frac{\pi}{6} - \delta_n)} + \frac{\sqrt{2}u}{\sqrt{R^2 + L^2\omega_1^2}} \left[\sin(\theta - \varphi_x) - \sin\left(\frac{\pi}{6} + \delta_n - \varphi_x\right) e^{-\frac{R}{L\omega_1}\left(\theta - \frac{\pi}{6} - \delta_n\right)} \right] \quad (II.6)$$

L'expression ci-dessus nous permet d'obtenir la valeur du courant à tout instant de l'intervalle considéré ; en particulier le courant en fin d'intervalle, et donc au début de l'intervalle suivant, s'obtient en faisant $\theta = \frac{5\pi}{6} + \delta_{n+1}$ dans la relation (II.6).

Nous obtenons donc :

$$I_{n+1} = I_n e^{-\frac{R}{L}\Delta t} + \frac{\sqrt{2}u}{\sqrt{R^2 + L^2\omega_1^2}} \left[\sin(\tau_n + \omega_1\Delta t - \varphi_x) - \sin(\tau_n - \varphi_x) e^{-\frac{R}{L}\Delta t} \right] \quad II.7$$

$$\text{avec } \Delta t = \frac{1}{\omega_1} \left[\frac{2\pi}{3} + (\delta_{n+1} - \delta_n) \right]$$

$$\text{et } \tau_n = \frac{\pi}{6} + \delta_n$$

2 - Cas particulier du dernier intervalle d'une alternance :

Nous allons maintenant nous intéresser au dernier intervalle d'une alternance, lequel joue un rôle bien particulier : celui d'annuler le courant dans la charge.

Ecrivons donc la condition d'extinction du courant dans le système considéré :

$$0 = I_n e^{-\frac{R}{L\omega_1}(\theta - \frac{\pi}{6} - \delta_n)} + \frac{\sqrt{2}u}{\sqrt{R^2 + L^2\omega_1^2}} \left[\sin(\theta - \varphi_x) - \sin\left(\frac{\pi}{6} + \delta_n - \varphi_x\right) e^{-\frac{R}{L\omega_1}(\theta - \frac{\pi}{6} - \delta_n)} \right] \quad (\text{II.8})$$

La valeur de θ qui annule l'expression ci-dessus et que l'on peut désigner par θ_e , ne dépend, pour un système déterminé (R , L , u et δ_n donnés), que de la valeur du courant initial I_n .

Dans le cas particulier du dernier intervalle d'une alternance on désire que le courant s'annule avant que la tension de la phase d'alimentation concernée ne redevienne positive. Ceci nous donne donc la relation.

$$\theta_e < 2\pi \quad (\text{II.9})$$

Nous désignerons par I_f le courant dans la charge au début du dernier intervalle et par δ_f l'angle d'amorçage correspondant. Ceci nous donne donc la relation :

$$I_f < -\frac{\sqrt{2}u}{\sqrt{R^2 + L^2\omega_1^2}} e^{-\frac{R}{L\omega_1}\left(\frac{11\pi}{6} - \delta_f\right)} \left[\sin(2\pi - \varphi_x) - \sin\left(\frac{\pi}{6} + \delta_f - \varphi_x\right) e^{-\frac{R}{L\omega_1}\left(\frac{11\pi}{6} - \delta_f\right)} \right]$$

Soit encore :

$$I_f < \frac{\sqrt{2} u}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega_1^2}} \left\{ \sin \left(\frac{\pi}{6} + \delta_f - \varphi_x \right) - \sin (2\pi - \varphi_x) e^{\frac{R}{L \omega_1} \left(\frac{11\pi}{6} - \delta_f \right)} \right\} \quad (\text{II.10})$$

Si le courant au début du dernier intervalle est supérieur à la valeur limite ci-dessus, le courant, après être passé par un minimum pour $RI = v(t)$, va remonter et ne pourra s'annuler que dans la période suivante de la tension d'alimentation (figure II.1).

Si nous désignons par y le rapport $\frac{|I_f|}{\frac{\sqrt{2} u}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega_1^2}}}$ la relation (II.10)

devient ;

$$y < \sin \left(\frac{\pi}{6} + \delta_f - \varphi_x \right) - \sin (2\pi - \varphi_x) e^{\frac{R}{L \omega_1} \left(\frac{11\pi}{6} - \delta_f \right)}$$

ou encore $y < y_1$ en posant

$$y_1 = \sin \left(\frac{\pi}{6} + \delta_f - \varphi_x \right) - \sin (2\pi - \varphi_x) e^{\frac{R}{L \omega_1} \left(\frac{11\pi}{6} - \delta_f \right)}$$

y_1 , que l'on peut appeler "intensité réduite limite" ne dépend que des variables δ_f et φ_x , cette dernière intervenant soit directement, soit par sa tangente ($\text{tg } \varphi_x = \frac{L \omega_1}{R}$). On peut donc tracer des courbes $y_1 = f(\delta_f)$ avec φ_x comme paramètre (figure II.2).

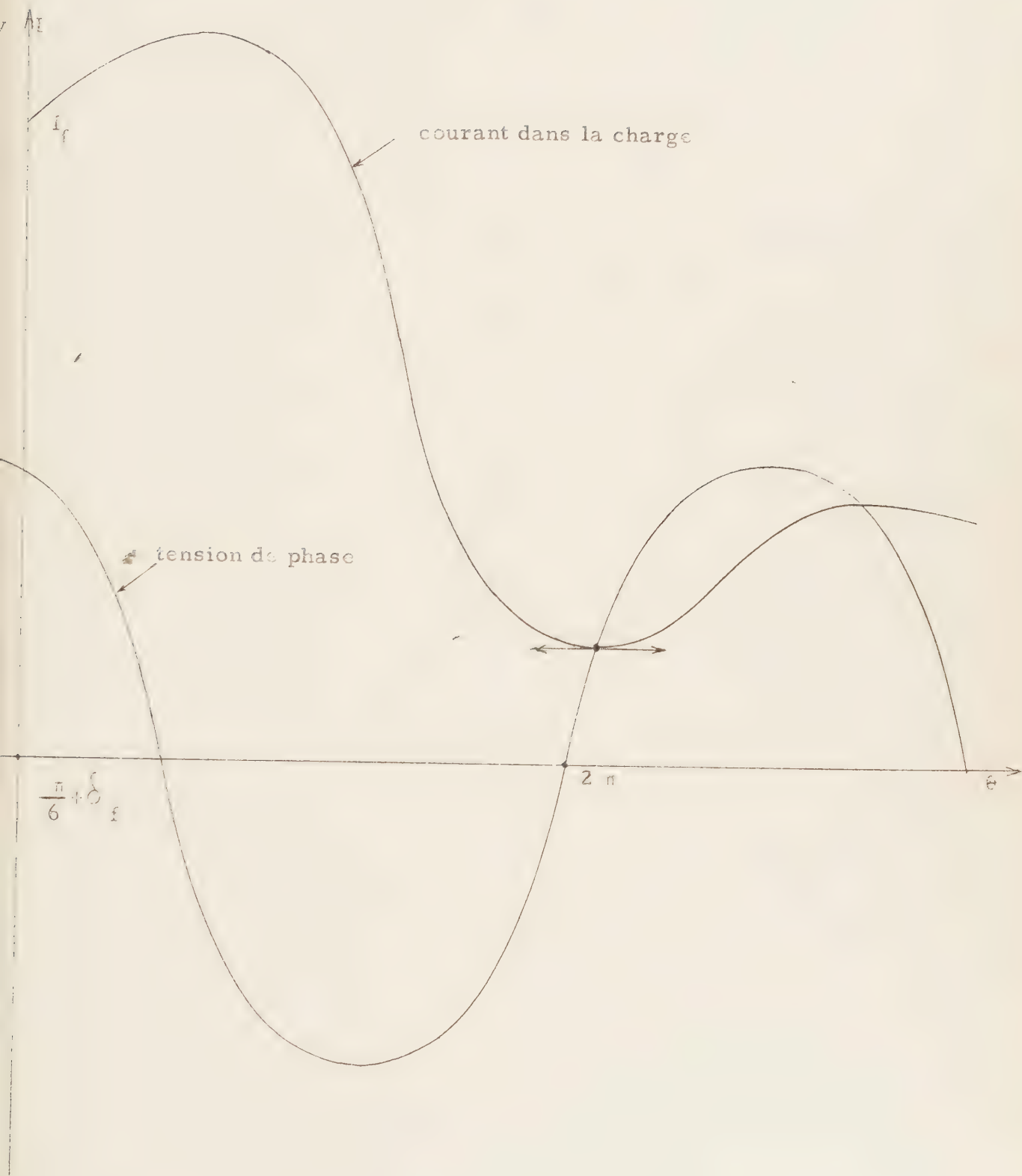


Figure II.1



$$\frac{R}{L w_1} = \frac{1}{10}$$

3 - Etude de la forme d'onde du courant secondaire en fonction de la nature de la charge.

Reprenons la relation (II.6) qui nous donne l'évolution du courant pendant l'intervalle de conduction d'un thyristor.

$$I(n, n+1) = I_n e^{-\frac{R}{L\omega_1}(\theta - \frac{\pi}{6} - \delta_n)} + \frac{\sqrt{2}u}{\sqrt{R^2 + L^2\omega_1^2}} \left\{ \sin(\theta - \varphi_x) - \sin\left(\frac{\pi}{6} + \delta_n - \varphi_x\right) e^{-\frac{R}{L\omega_1}(\theta - \frac{\pi}{6} - \delta_n)} \right\}$$

Si nous fixons les paramètres U, R et L, la loi de variation de δ permet de calculer de proche en proche le courant dans la charge pendant toute une demi-période secondaire.

La relation (II.6) se prête très bien au calcul automatique. Nous allons donc fixer la tension U et la loi de variation de δ et étudier l'influence de la nature de la charge sur la forme d'onde du courant secondaire.

La loi de variation de δ est celle que nous avons décrite au chapitre précédent : une variation linéaire entre $\delta = \frac{\pi}{2}$ pour $\omega_2 t = 0$, $\delta = 0$ pour $\omega_2 t = \frac{\pi}{2}$ et $\delta = \frac{\pi}{2}$ pour $\omega_2 t = \pi$.

De plus nous comparerons l'onde de courant calculée avec une onde réelle obtenue en chargeant le cycloconvertisseur sur une charge constituée par un rhéostat triphasé et une self variable triphasée.

Dans l'exemple numérique choisi nous avons pris $u = 20$ volts et une demi-période secondaire constituée de neuf intervalles élémentaires de conduction ce qui nous donne une fréquence f_2 de l'ordre de 8 Herz.

Nous étudierons trois cas : une charge essentiellement résistive, une charge intermédiaire et une charge fortement réactive.

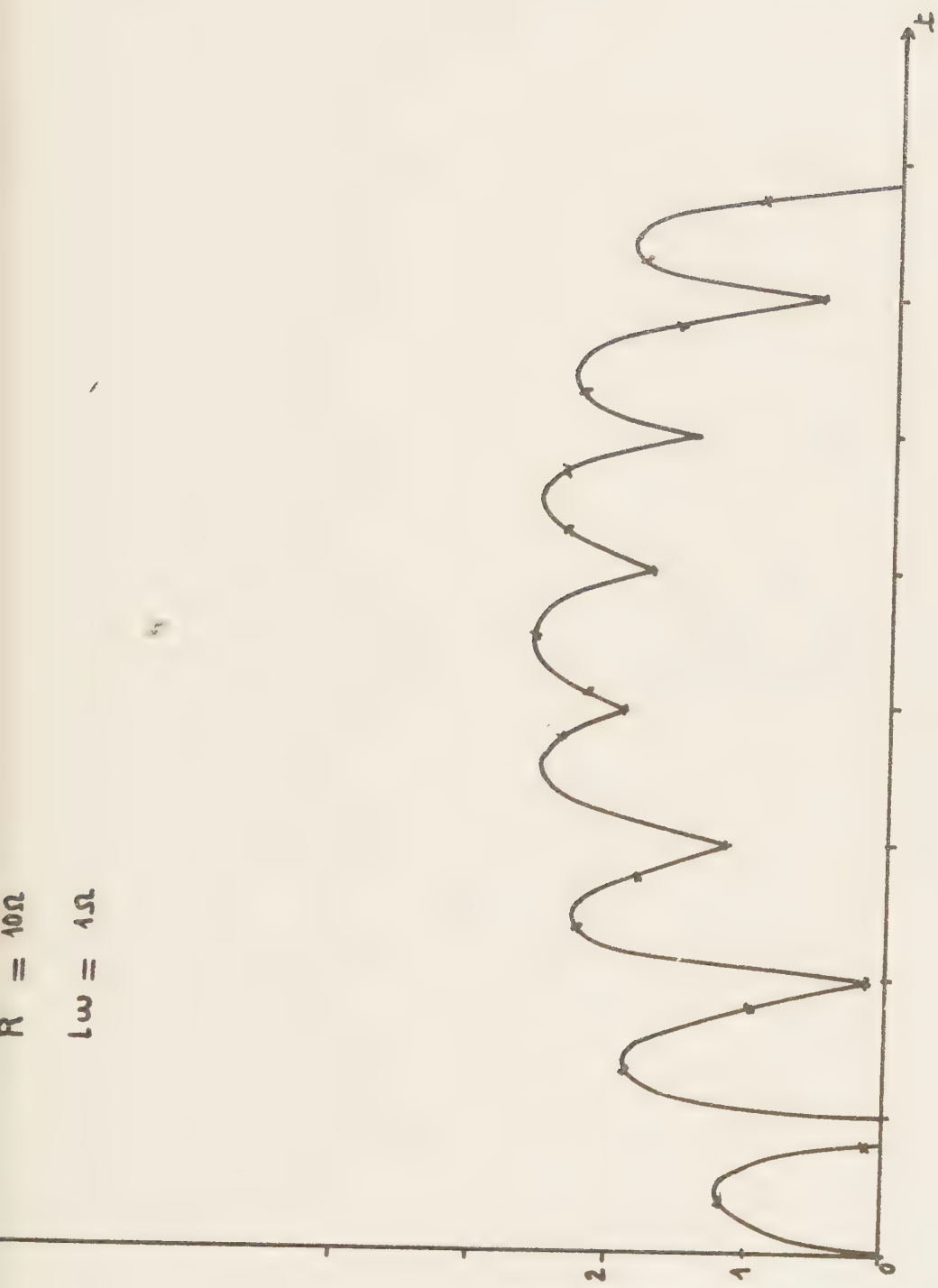
3.1 - Charge fortement résistive.

Nous avons pris les valeurs numériques suivantes :

$$R = 10 \Omega \text{ et } L = \frac{4}{100\pi} = 1,27 \times 10^{-2} \text{ Henrys.}$$

Nous avons représenté sur la figure II.3 le courant secondaire calculé et sur la figure II.4 le courant réel enregistré dans la charge.

Nous constatons que les deux ondes concordent bien et qu'elles sont à peu près symétriques par rapport au milieu de l'alternance.



$R = 10\Omega$
 $L\omega = 15\Omega$

Figure II.3



Figure II.4

3.2 - Charge moyenne :

Prenons maintenant les valeurs numériques suivantes :

$$R = 5\Omega \text{ et } L = 1,6 \times 10^{-2} \text{ Henrys}$$

Nous avons toujours une bonne concordance entre l'onde de courant calculée (figure II. 5) et l'onde enregistrée (Figure II. 6). On remarque cependant une certaine dissymétrie de ces ondes et un déplacement du maximum d'intensité vers la fin de la demi-période.

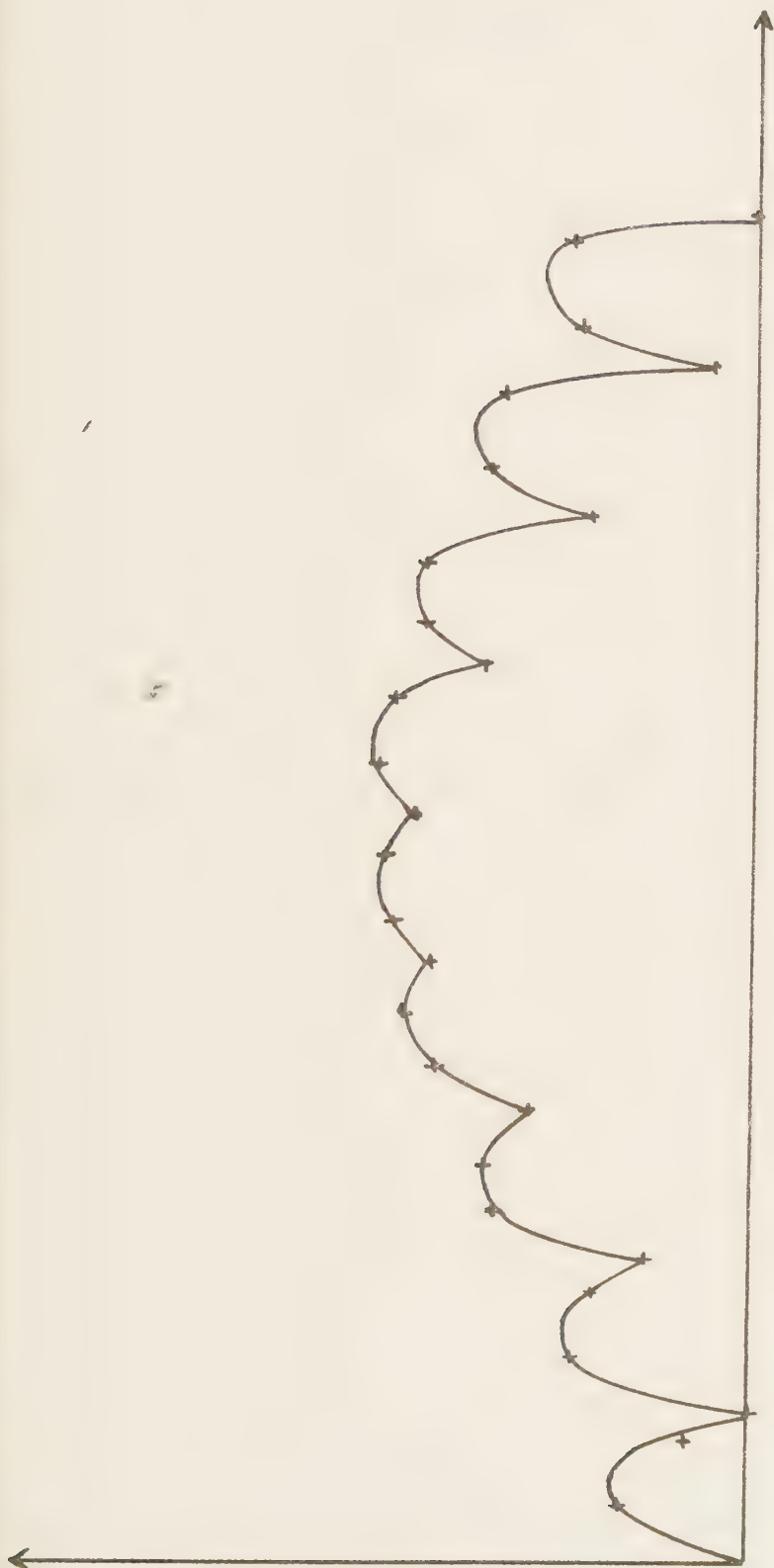


Figure II. 5

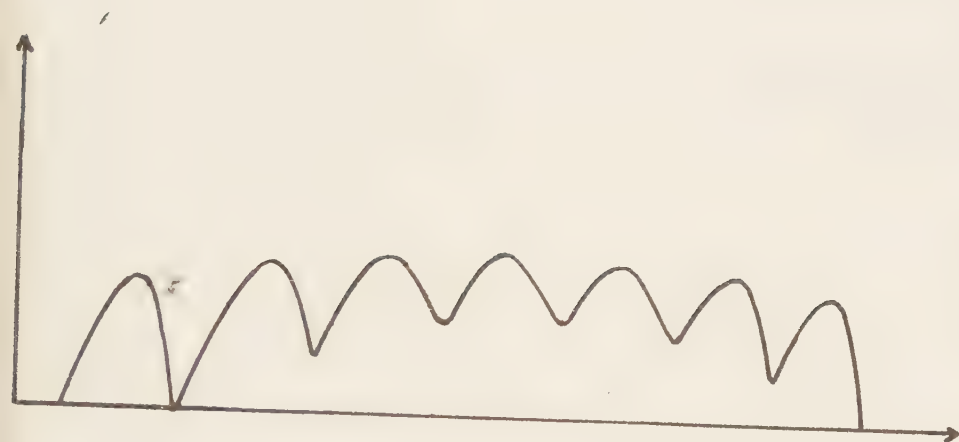


Figure II.6

3.3 - Charge fortement réactive :

Prenons maintenant une charge telle que $L \omega_1 \gg R$.

Par exemple, prenons $R = 1 \Omega$ et $L \omega_1 = 10 \Omega$ soit

$L = 3,2 \times 10^{-2}$ Henrys.

Sur la figure II.7 où nous avons représenté le courant calculé, nous remarquons que l'onde est fortement dissymétrique et que, dans le dernier intervalle de conduction, le courant met très longtemps avant de s'éteindre.

Ceci est bien confirmé par l'enregistrement de la figure II.8 où l'on voit nettement la remontée du courant après un passage par un minimum.

$$\varphi_0 = \frac{\pi}{2}$$

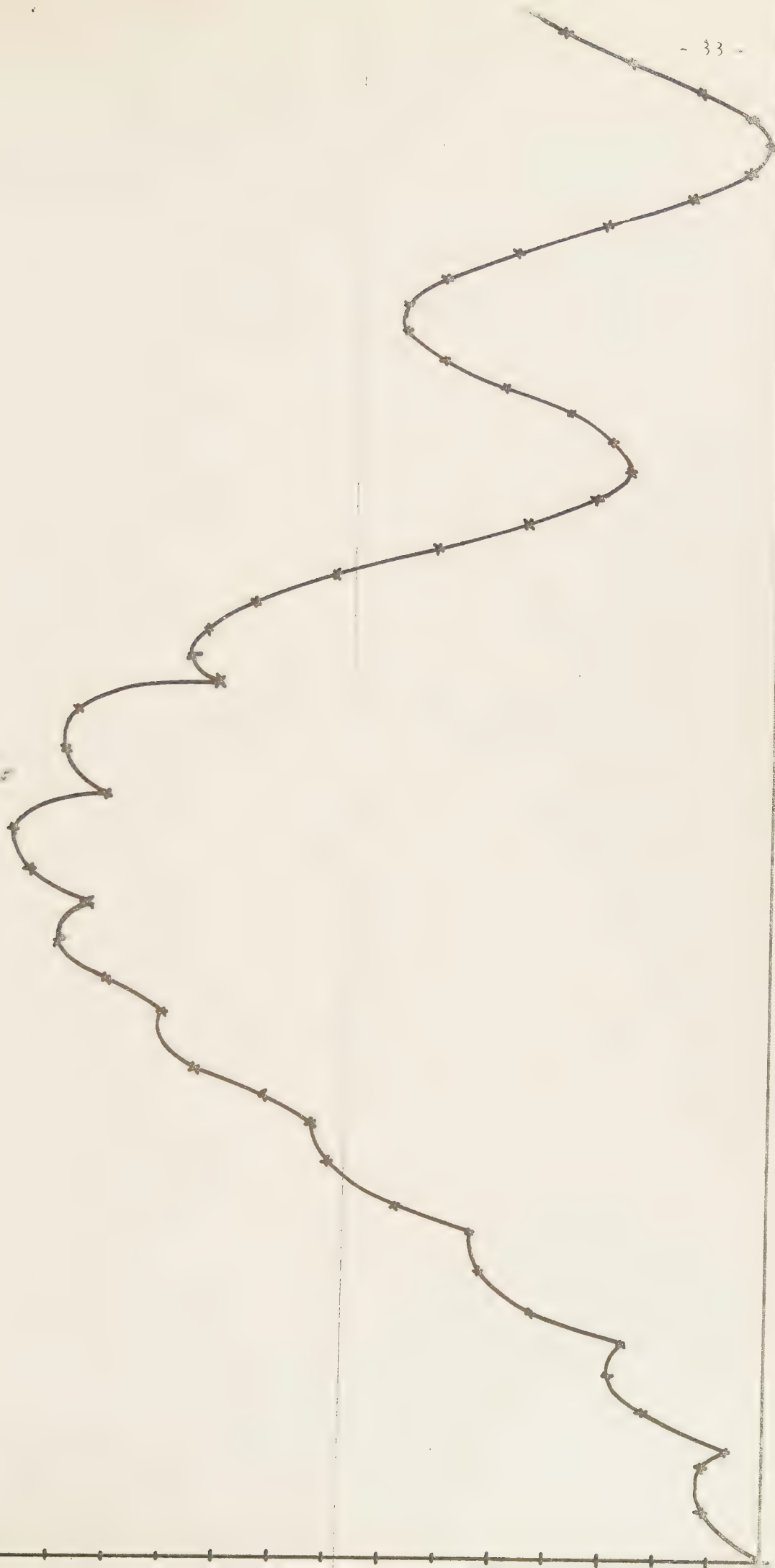


Figure II.7

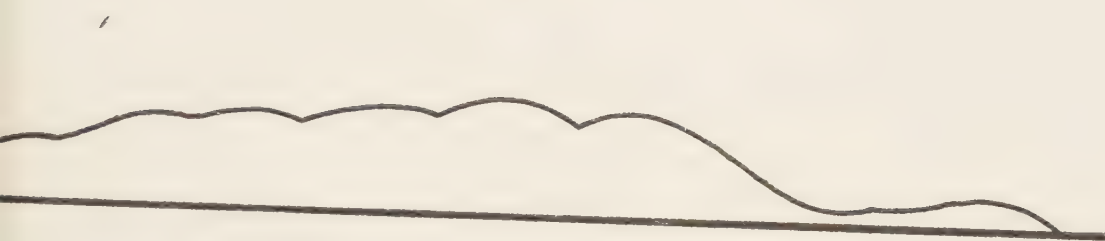


Figure II.8

4 - Rôle du système de détection de courant - apparition de court-circuits entre phases primaires.

Nous venons de voir que, pour des charges fortement réactives, le courant dans la charge au début du dernier intervalle de conduction peut être supérieur à la valeur maximale admissible. Le courant va donc passer par un minimum et recroître avant de s'éteindre (fig. II.7 et II.8).

Or un système de détection de courant, quel qu'il soit, ne peut détecter que des intensités supérieures à un seuil qui, aussi bas soit-il, n'est jamais nul.

Il peut donc arriver que le minimum de courant soit inférieur à ce seuil (fig. II.9). Nous allons donc avoir, après observation du "temps mort", amorçage d'un des thyristors du groupe opposé avant que le courant ne se soit annulé dans le groupe précédent. D'où l'apparition d'un court-circuit entre deux phases d'alimentation.

Ce processus de formation des court-circuits est nettement visible sur l'enregistrement de la Figure II.11. Nous y avons enregistré d'une part le courant dans la charge, d'autre part le courant dans chacune des trois phases d'alimentation de la phase secondaire considérée (figure II.10).

On voit très nettement le passage de I par un minimum et, peu après, l'apparition du court-circuit caractérisé par deux pointes de courant de signe contraire dans les phases d'alimentation.

5 - Elimination des court-circuits :

Pour obtenir un fonctionnement satisfaisant du cycloconvertisseur, il est indispensable d'éviter les court-circuits entre phases primaires. La première solution qui vient à l'esprit est d'améliorer la sensibilité du système de détection de courant de façon à rendre son seuil, sinon nul, du moins inférieur au courant de maintien des thyristors. Cette solution n'est pas satisfaisante. En effet, considérons la forme d'onde de courant que nous obtiendrions dans cette hypothèse (figure II.12). Nous obtenons un courant qui s'annule au bout d'un temps ΔT supérieur à $\frac{1}{2f_2}$ où f_2 désigne la fréquence secondaire désirée. Une autre solution consisterait à augmenter le "temps mort". Elle n'est pas satisfaisante car elle aboutit au même résultat.

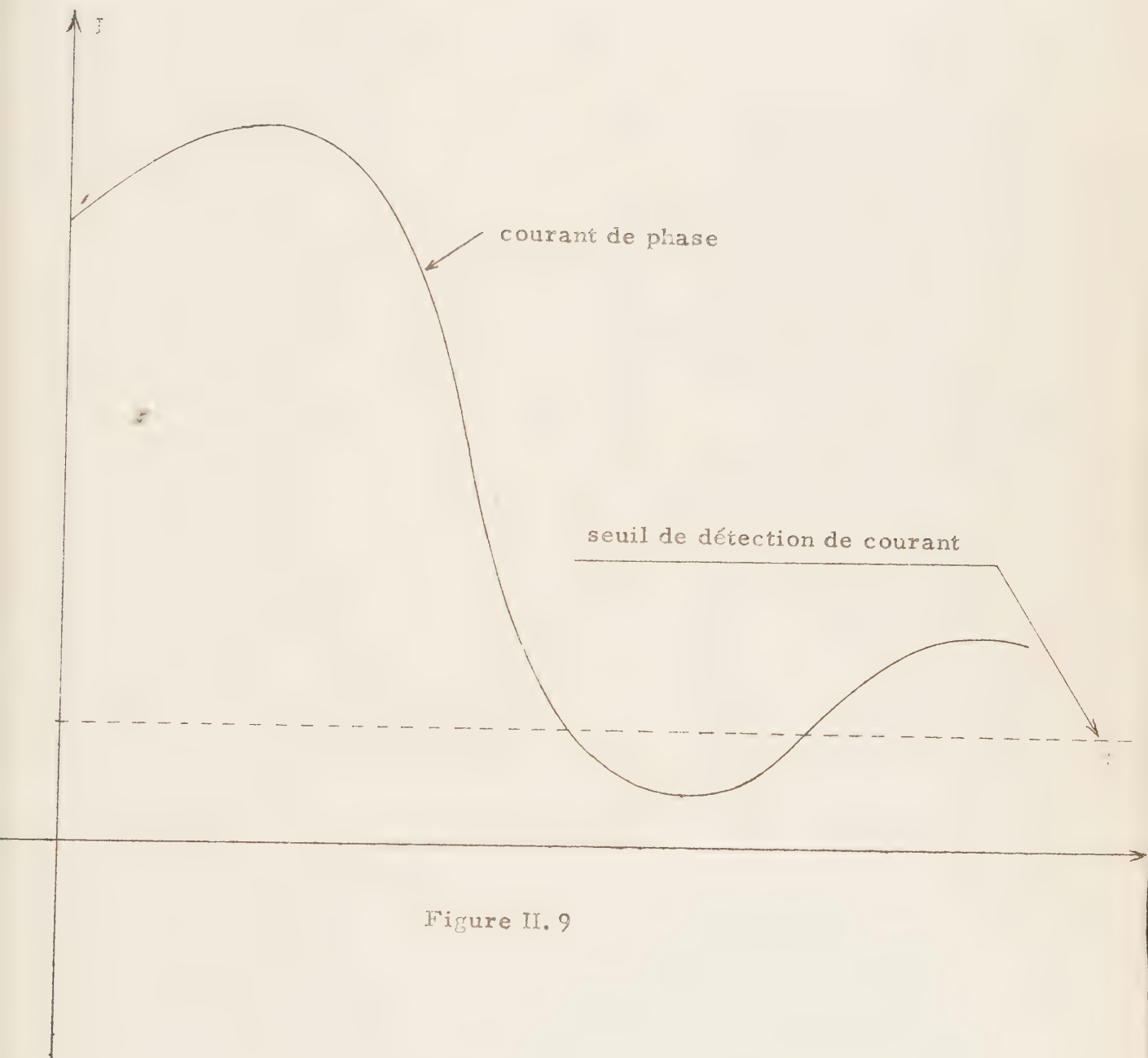


Figure II. 9

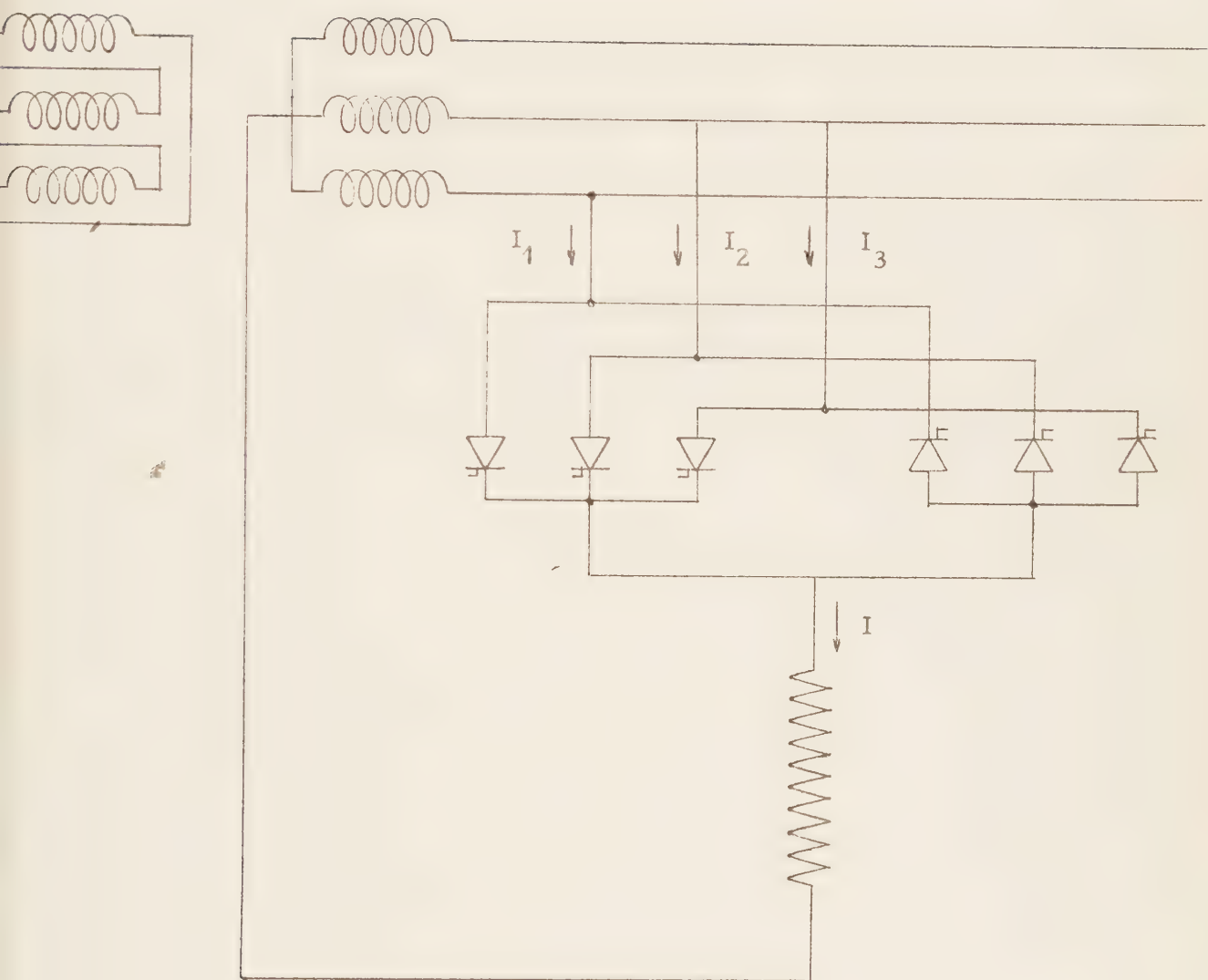


Figure II.10

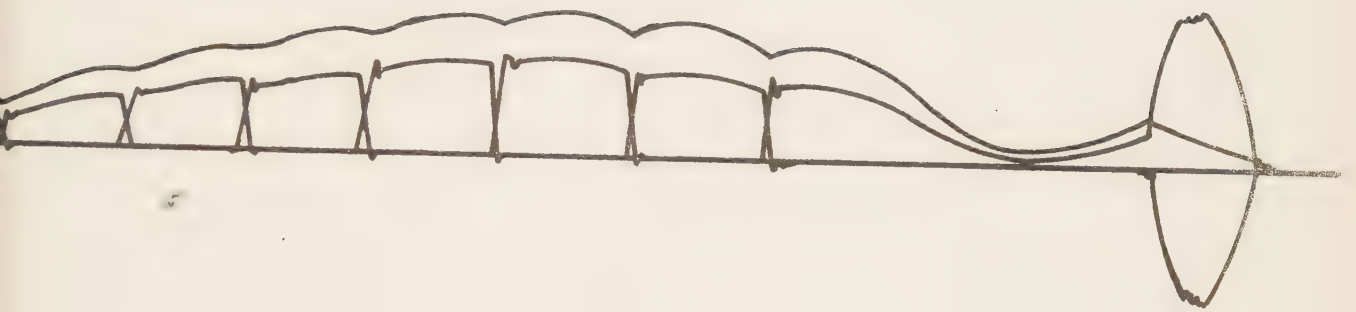


Figure II. 11

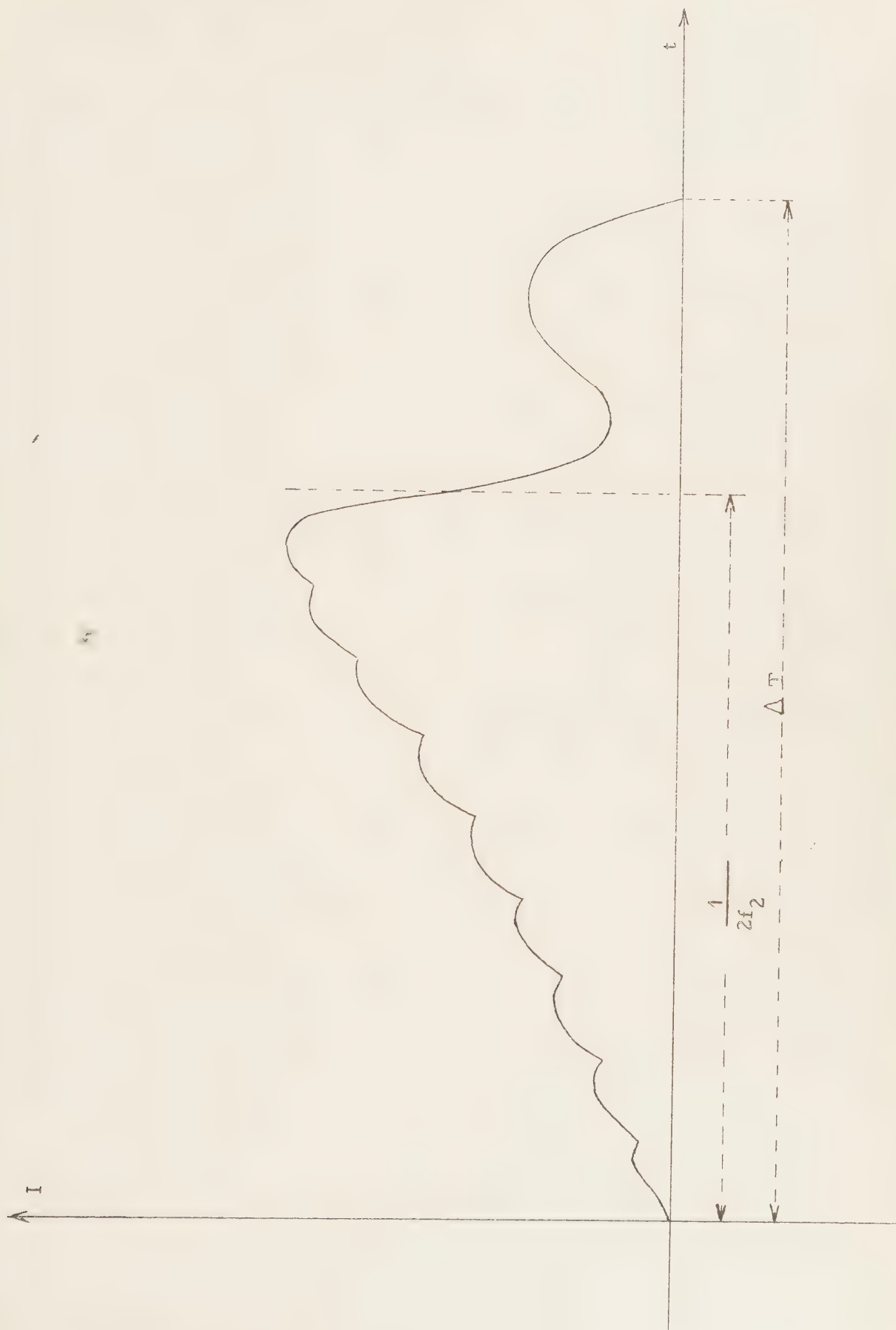


Figure II.12

Nous sommes donc en présence d'une incompatibilité entre la fréquence f_2 désirée et le système considéré c'est-à-dire l'ensemble R, L et la loi de variation de δ .

La seule solution correcte est donc de faire en sorte d'éviter le phénomène de "remontée" du courant au cours du dernier intervalle de conduction de chaque alternance, ce qui ne pose de problème que pour les charges fortement réactives.

Nous allons donc considérer la même charge ($R = 1\Omega$, $L \omega_1 = 10\Omega$) et chercher à lui adapter la loi de variation de l'angle δ de façon à éviter l'apparition des court-circuits.

De façon à compenser la déformation de l'onde de courant secondaire, nous allons appliquer à la charge une onde de tension dissymétrique, c'est-à-dire que nous allons imposer à δ une loi de variation dissymétrique sur chaque demi-période secondaire (Figure II.13)

Nous allons calculer le courant dans la charge pour différentes valeurs de l'angle δ_0 que nous ferons décroître à partir de $\frac{\pi}{2}$.

Pour $\delta_0 = 1,25$ radians (figure II.14) puis pour $\delta_0 = 1,17$ radians (Figure II.15) nous remarquons un abaissement progressif de l'intensité au moment de l'amorçage du dernier thyristor et une diminution du minimum de courant qui tend vers zéro.

Enfin, pour $\delta_0 = 1$ radian (figure II.16) nous obtenons l'annulation du minimum de courant. Nous avons alors obtenu un fonctionnement satisfaisant du cycloconvertisseur et la disparition des court-circuits entre phases primaires comme l'atteste l'enregistrement de la figure (II.17).

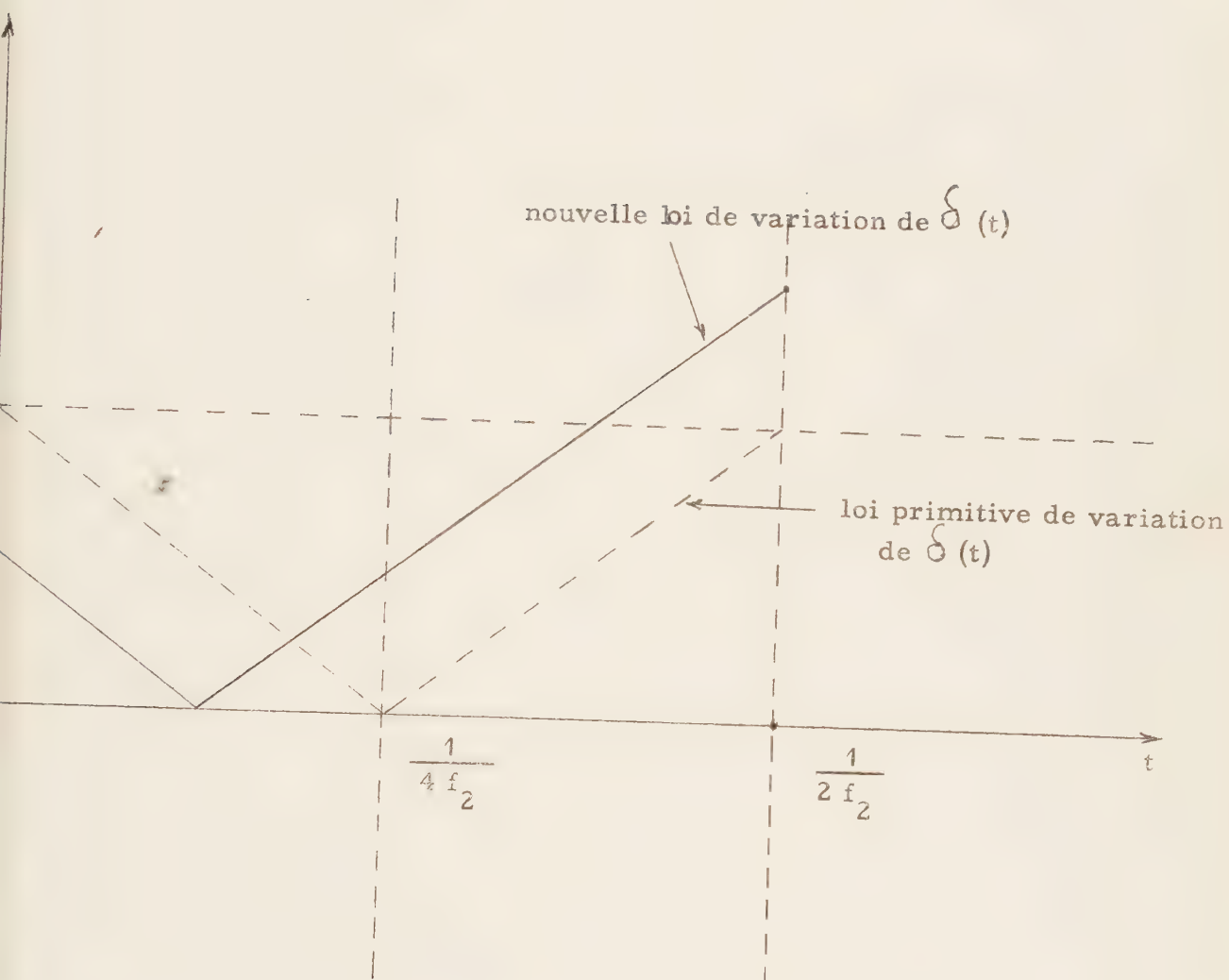


Figure II.13

$\omega = 152$

$$L\omega_1 = 10\Omega$$

$$\delta_0 = 1,25 \text{ radian.}$$

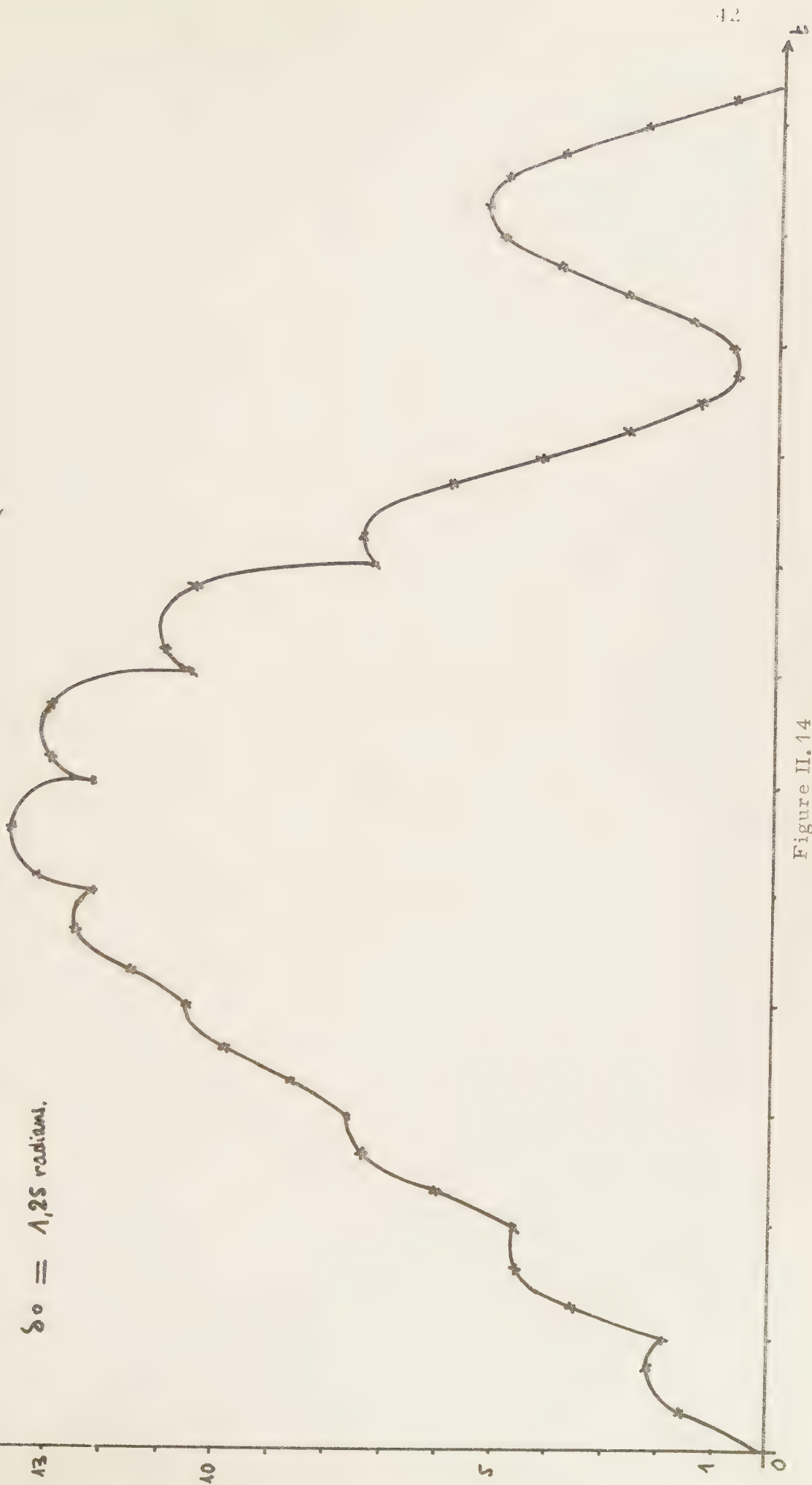


Figure II. 14

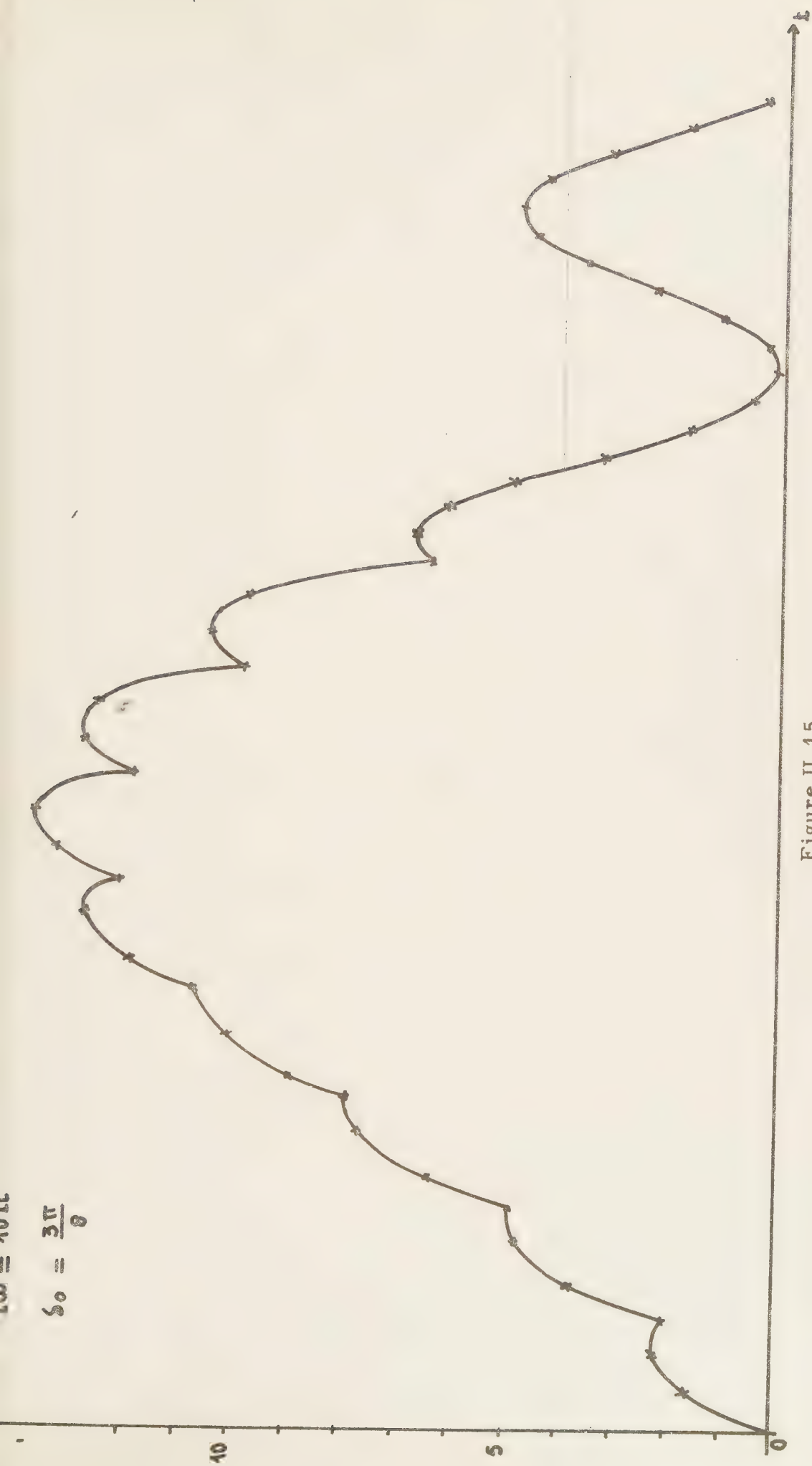


Figure II.15

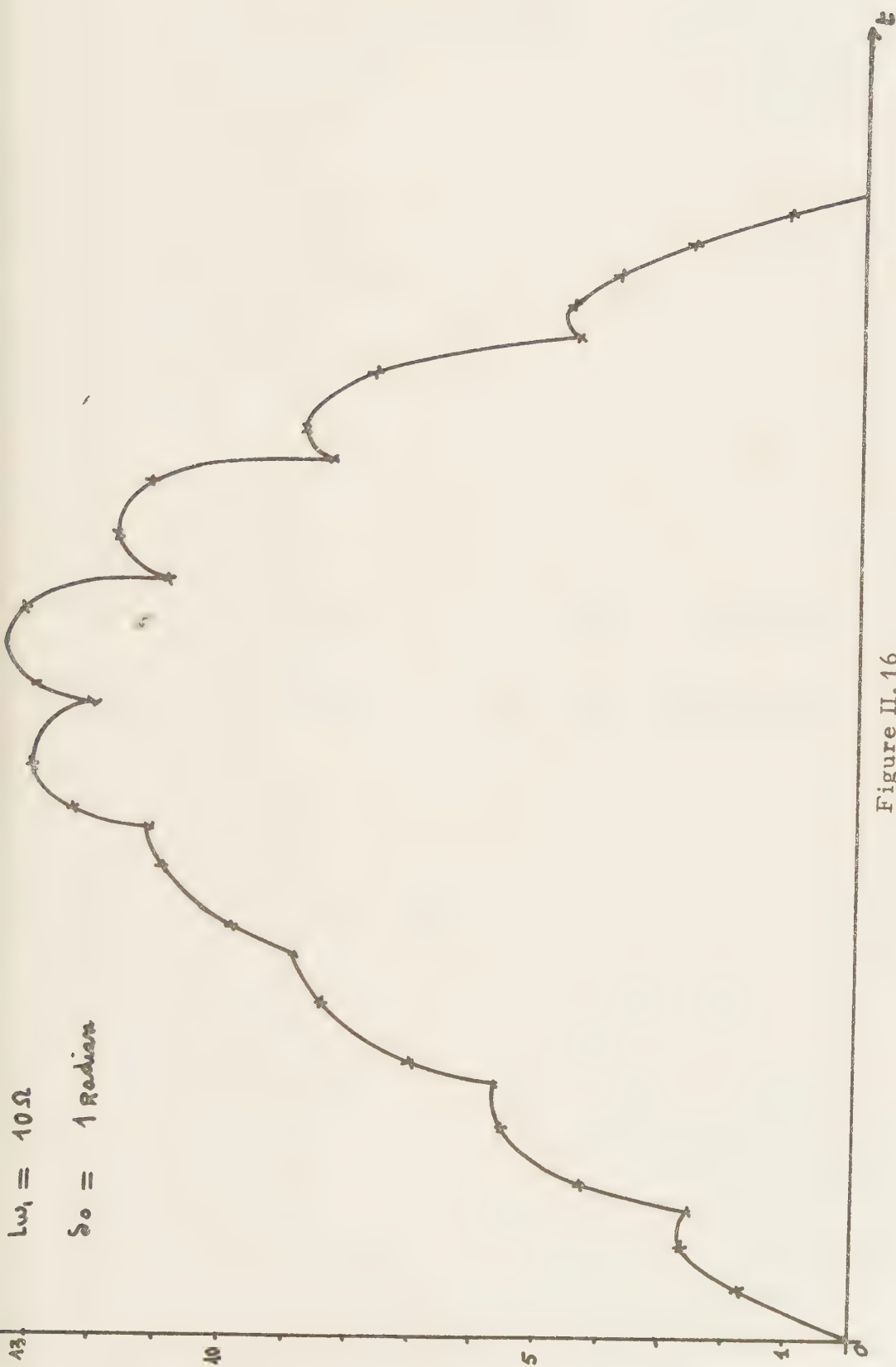


Figure II.16

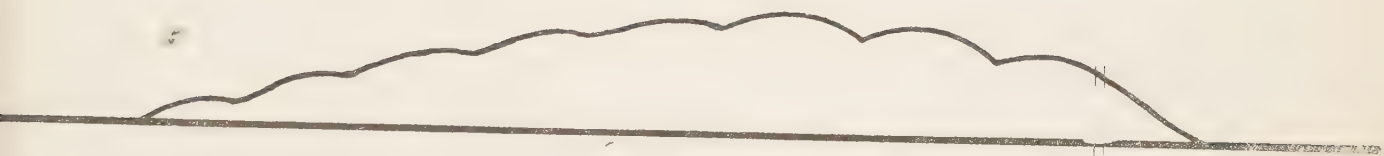


Figure II.17

6 - Forme d'onde approchée du courant de phase :

Nous pouvons considérer la tension appliquée à la charge Z par le cycle convertisseur comme une sinusoïde de fréquence f_2 modulée par des harmoniques de fréquences f_1 et multiples de f_1 .

Soit une impédance, constituée d'une résistance R et d'une self inductance L, dans laquelle le courant est initialement nul. Appliquons lui à l'instant $t = 0$ une tension sinusoïdale de la forme $U\sqrt{2} \sin \omega_2 t$. Nous pouvons alors écrire le courant I dans la charge sous la forme :

$$I = \frac{U \sqrt{2}}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega_2^2}} \left[\sin(\omega_2 t - \varphi) + \sin \varphi e^{-\frac{R}{L} t} \right]$$

avec $\operatorname{tg} \varphi = \frac{L \omega_2}{R}$

Ceci nous donne une onde de courant du type de celle de la figure II.18.

Cette approximation du courant dans la charge est valable, sauf pour le dernier intervalle de chaque demi-période.

Nous pouvons donc obtenir une forme d'onde approchée du courant dans la charge en décomposant chaque alternance en deux parties : d'une part la quasi-totalité des intervalles élémentaires de conduction, d'autre part le dernier intervalle. Ceci nous donne :

a) - pour $0 < t < \frac{1}{2 f_2} - \frac{2\pi}{3 \omega_1} = \frac{\beta}{\omega_2}$

$$I - I_1 = \frac{U \sqrt{2}}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega_1^2}} \left[\sin(\omega_2 t - \varphi) + \sin \varphi e^{-\frac{R}{L} t} \right]$$

b) - pour $t > \frac{1}{f_2} - \frac{2\pi}{3 \omega_1} = \frac{\beta}{\omega_2}$

I



Figure II.18

I

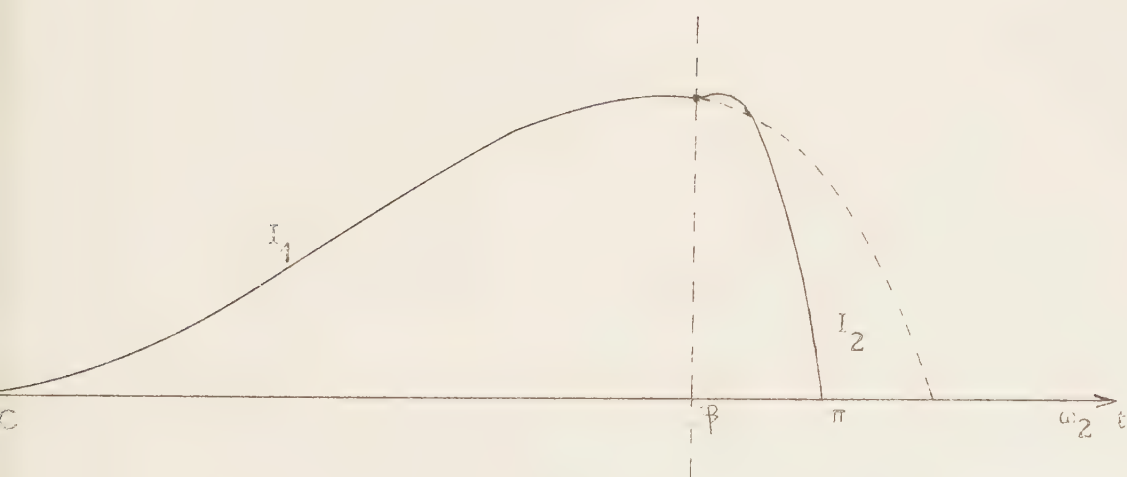


Figure II.19

$$I_2 = I_1(\beta) e^{-\frac{R}{L\omega_1}(\omega_1 t - \frac{\pi}{6} - \delta_f)} + \frac{\sqrt{2}u}{\sqrt{R^2 + L^2\omega_1^2}} \left\{ \sin(\omega_1 t - \varphi_x) - \sin\left(\frac{\pi}{6} + \delta_f - \varphi_x\right) e^{-\frac{R}{L\omega_1}(\omega_1 t - \frac{\pi}{6} - \delta_f)} \right\}$$

ceci nous donne une onde de courant ayant l'allure de celle de la figure II.15

Obtention d'une onde de courant quasi-sinusoidale. :

Nous avons vu précédemment qu'en modifiant la loi de variation de l'angle d'amorçage, nous arrivions à éliminer les court-circuits entre phases d'alimentation du cycloconvertisseur, même pour des charges fortement actives. Nous allons maintenant pousser plus loin notre étude et essayer de trouver une loi de variation de δ qui nous donne une onde de courant "sinusoïdale en moyenne" ; c'est-à-dire telle que l'onde de courant créée par le fondamental de la tension d'alimentation soit sinusoïdale sur l'intervalle correspondant à une demi-période secondaire.

Pour cela nous allons prendre le problème en sens contraire et calculer la tension qui apparaît aux bornes d'une impédance Z alimentée par un générateur de courants sinusoïdaux.

Cherchons donc la tension qui apparaît aux bornes de Z lorsque l'on y injecte une arche de sinusoïde de courant de la forme $i = I_0 \sqrt{2} \sin \omega_2 t$.

Nous avons :

$$u = L \frac{di}{dt} + Ri$$

Soit en utilisant la transformation de Laplace:

$$U(s) = (Ls + R) I(s)$$

avec

$$I(s) = \frac{\omega_2 I_0 \sqrt{2}}{s^2 + \omega_2^2}$$

Ce qui nous donne

$$i(t) = I_0 \sqrt{2} \sqrt{R^2 + L^2 \omega_2^2} \cos(\omega_2 t - \text{Arctg} \frac{R}{L\omega_2}) h(t)$$

ou encore

$$i(t) = I_0 \sqrt{2} \sqrt{R^2 + L^2 \omega_2^2} \sin(\omega_2 t + \text{arc tg} \frac{L\omega_2}{R}) h(t) \quad (\text{II. 11})$$

Nous voyons donc que, pour obtenir dans la charge une arche de sinusoïde il faut lui appliquer une tension sinusoïdale et déphasée en avant d'un angle φ tel que $\text{tg } \varphi = \frac{L\omega_2}{R}$ (Figure II.20).

Revenons maintenant au cas particulier du cycloconvertisseur.

Pour obtenir une onde de courant d'allure sinusoïdale dans la charge, il faut lui appliquer une tension dont la "valeur moyenne instantanée" soit sinusoïdale et en avance de phase d'un angle $\varphi = \text{Arc tg} \frac{L\omega_2}{R}$.

Dans le cas particulier déjà étudié ($R = 1 \Omega$, $L\omega_1 = 10 \Omega$) ceci nous donne $\varphi = 1$ radian, soit avec les notations déjà utilisées $\delta_0 = 0,57$ radian car on a $\delta_0 = \frac{\pi}{2} - \varphi$.

Nous obtenons alors l'onde de courant secondaire calculée de la Figure II.21.

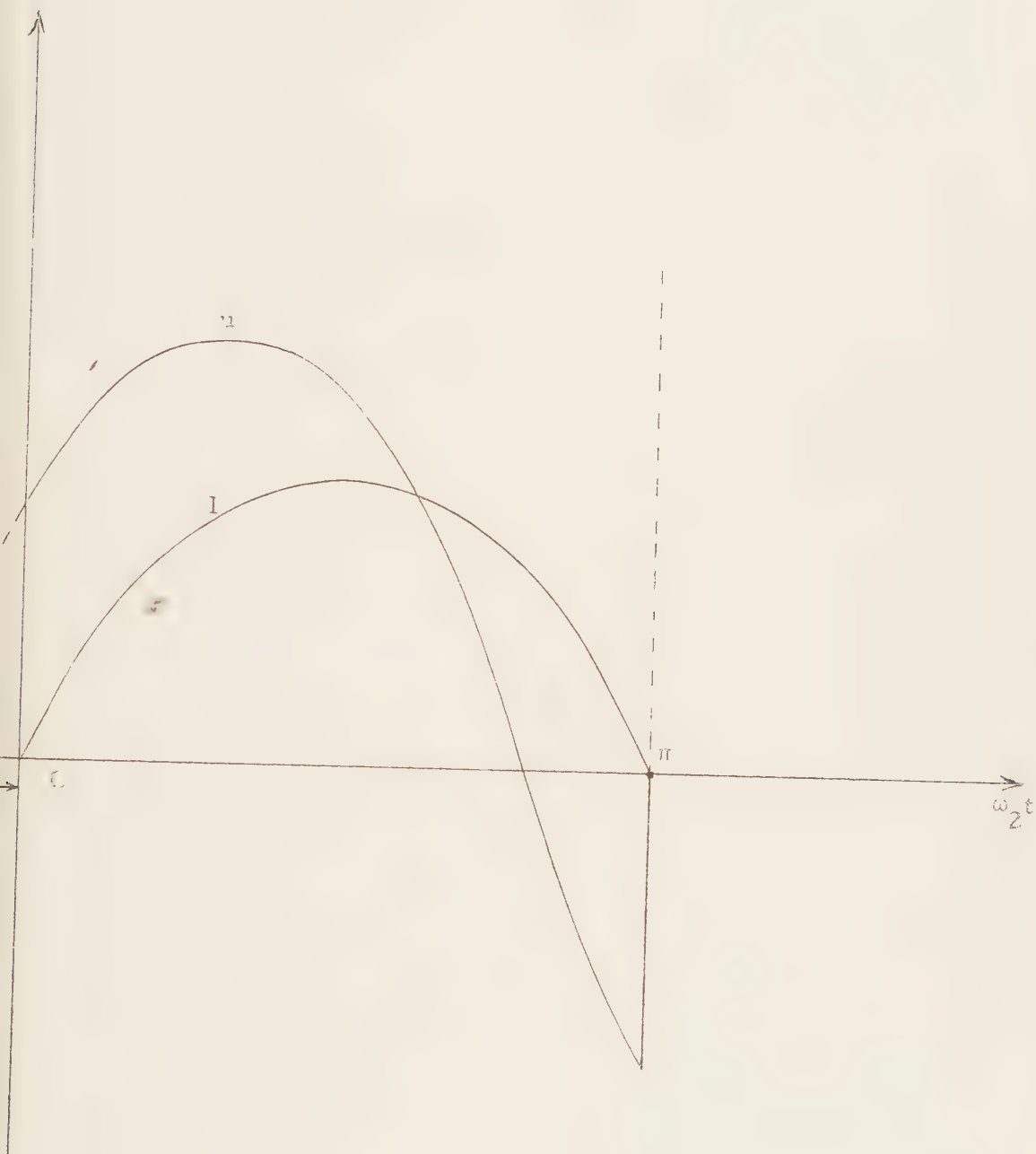


Figure II.20

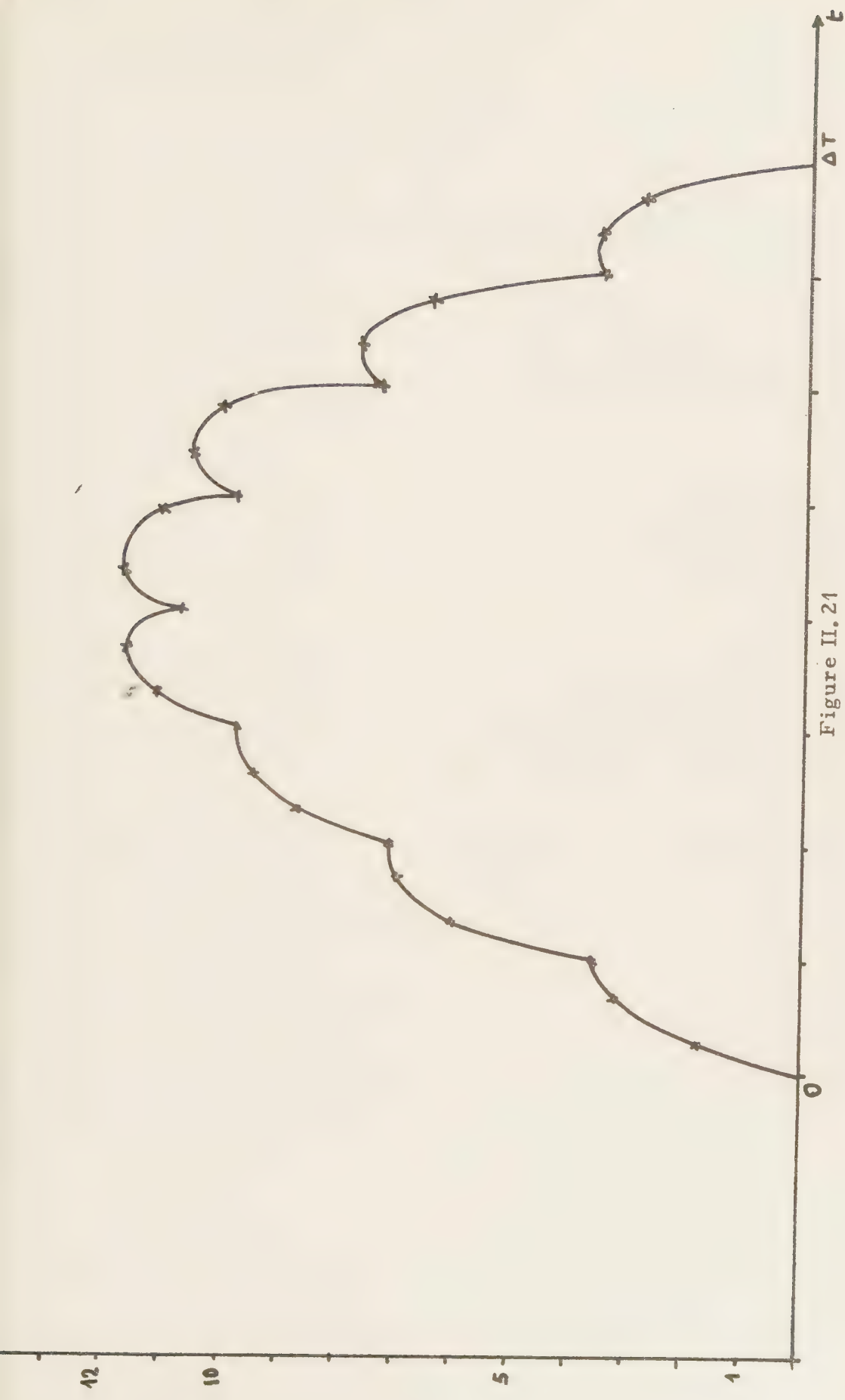


Figure II.21

8 - Réalisation Pratique :

Nous venons de voir que, pour éviter l'apparition de court-circuits entre phases d'alimentation d'une part, et pour obtenir d'autre part une onde de courant quasi sinusoïdale dans la charge, il faut donner à δ une loi de variation dissymétrique sur une demi-période secondaire, cette loi étant définie par l'angle δ_o d'amorçage du premier thyristor de chaque groupe

$$(\delta_o = \frac{\pi}{2} - \text{Arc tg } \frac{L \omega_2}{R}).$$

Ceci est très facile avec les générateurs d'impulsions utilisés. Il suffit en effet de les piloter par des signaux en dents de scie dissymétriques

Pour cela nous définirons le début de chaque alternance secondaire par l'intersection des dents de scie initiales avec une tension de commande que l'on appellera v_1 . La tension de la dent de scie en début d'alternance sera donc égale à 12 volts - v_1 (Figure II.22).

Le début de chaque alternance secondaire sera donc maintenant défini par deux choses : d'une part l'extinction du courant dans le groupe de thyristors opposé, d'autre part l'intersection de la dent de scie avec la tension de commande v_1 .

Nous avons obtenu ainsi le courant secondaire de la figure II.23.

Nous voyons donc qu'il est possible d'obtenir une onde de courant quasi-sinusoïdale quelle que soit la charge du cycloconvertisseur.

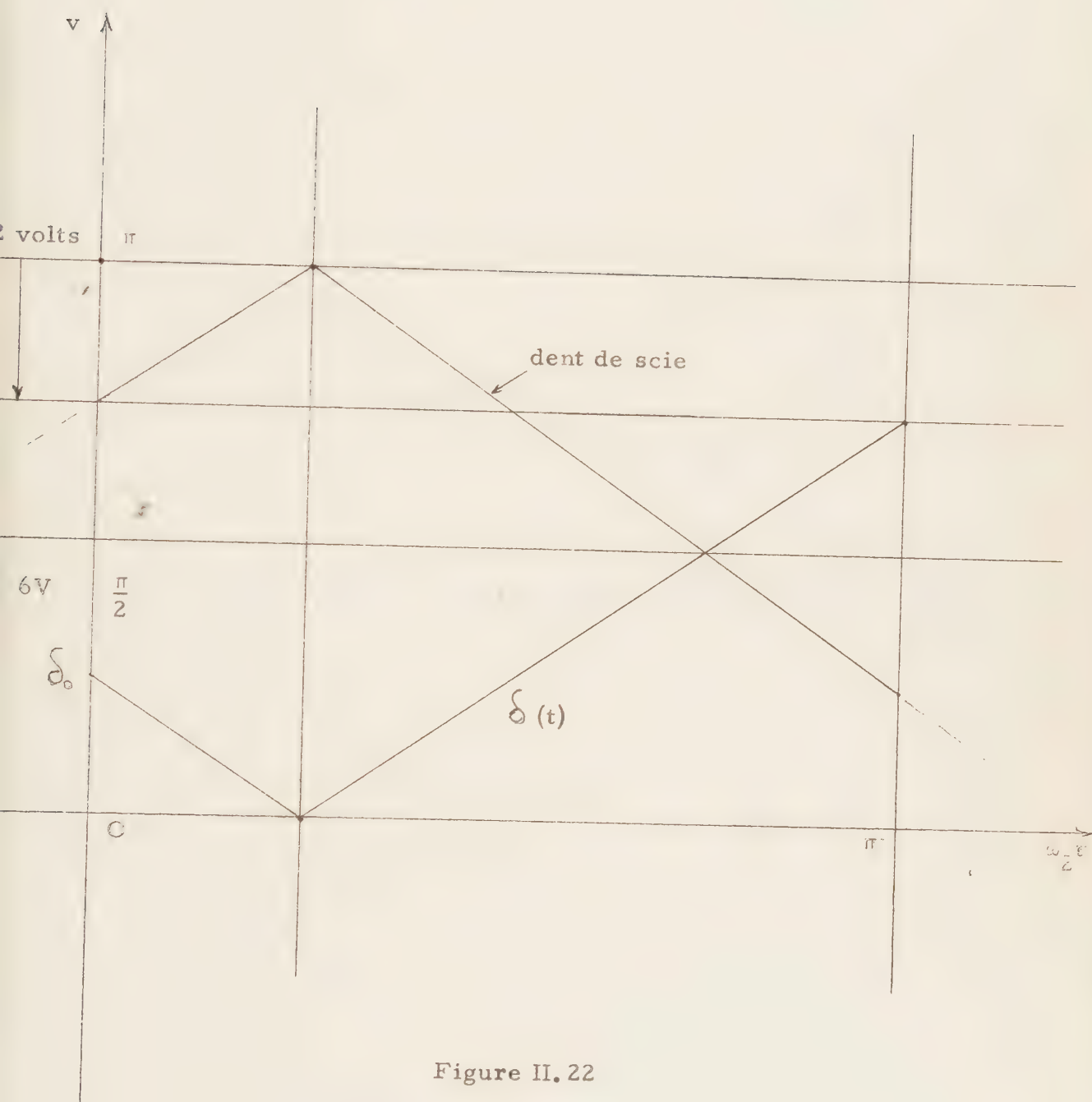


Figure II.22

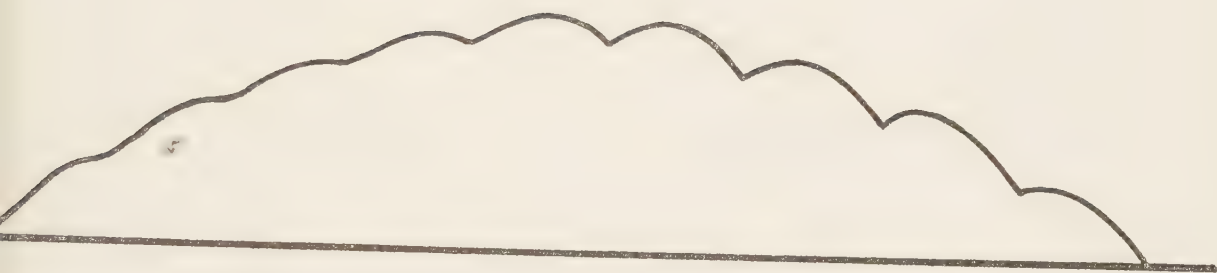


Figure II. 23

CHAPITRE III

FONCTIONNEMENT DU CYCLOCONVERTISSEUR

ALIMENTANT UNE MACHINE A INDUCTION

Au chapitre précédent nous avons étudié le fonctionnement du cycloconvertisseur chargé sur une impédance passive. Nous allons maintenant étudier son comportement lorsqu'il alimente une machine à induction triphasée.

1 - Machine utilisée.

La machine asynchrone utilisée est construite par la Société des "Moteurs Leroy" à Angoulême, ses références sont :

DON n° 108 655

Il s'agit d'un moteur à rotor bobiné dont la puissance nominale est de 3 CV.

Le stator triphasé et monté en étoile sera alimenté par le cycloconvertisseur.

2 - Impédance équivalente par phase au moteur asynchrone.

Nous avons vu au chapitre précédent que le fonctionnement du cycloconvertisseur est grandement tributaire de la nature de l'impédance sur laquelle il est chargé.

Considérons donc le schéma équivalent par phase au moteur asynchrone (figure III.1).

Nous supposons constante la vitesse de rotation Ω de la machine que nous alimentons par des tensions sinusoïdales de pulsation ω .

Dans ces conditions l'impédance équivalente par phase de la machine asynchrone peut se mettre sous la forme :

$$Z_s = R_s + j L_s \omega + \frac{M^2 \omega^2}{\frac{R_r}{g} + j L_r \omega} \quad (\text{III.1})$$

Avec $g = \frac{\omega - \Omega}{\omega}$, p étant le nombre de paires de pôles de la machine

considérée.

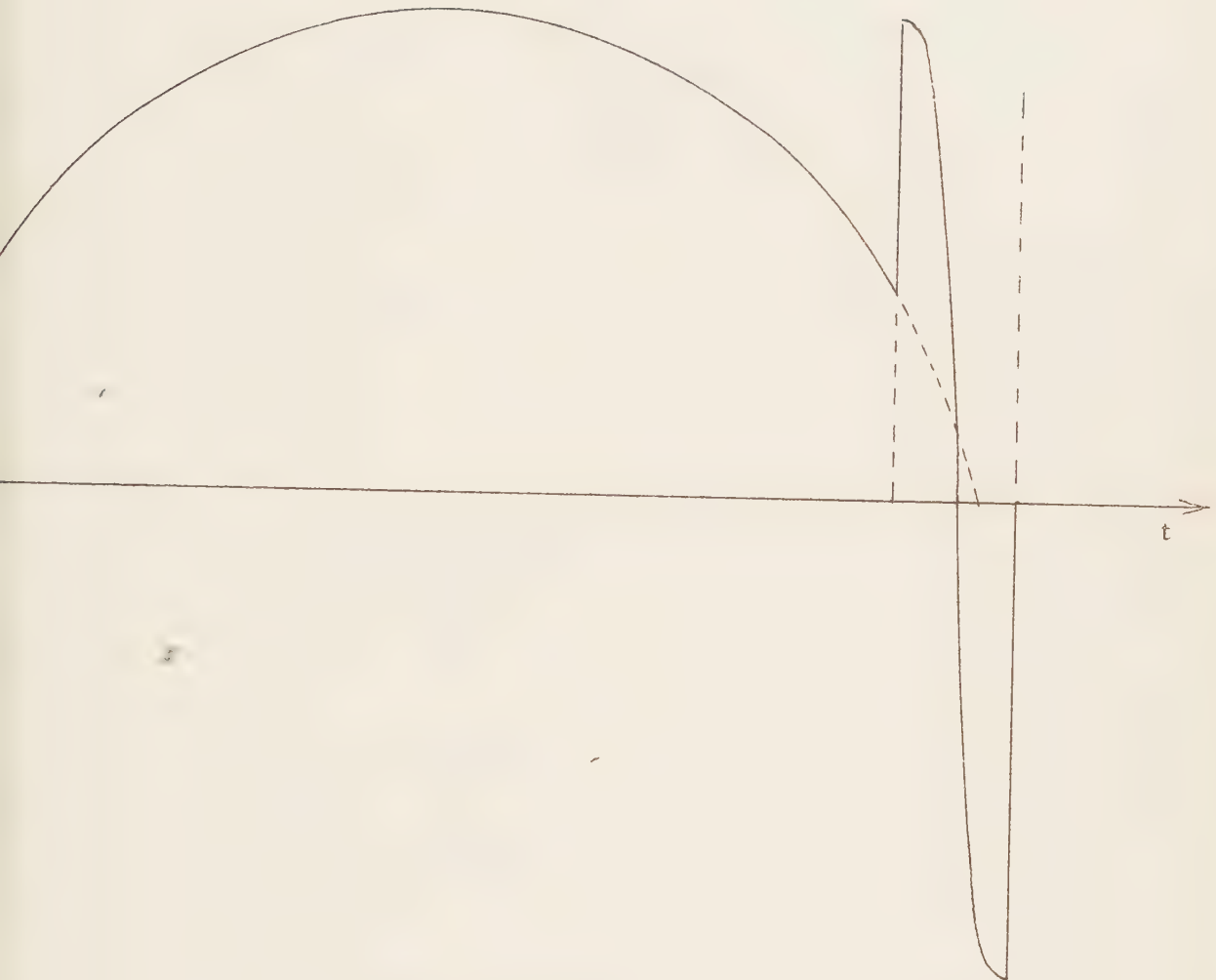


Figure III.2

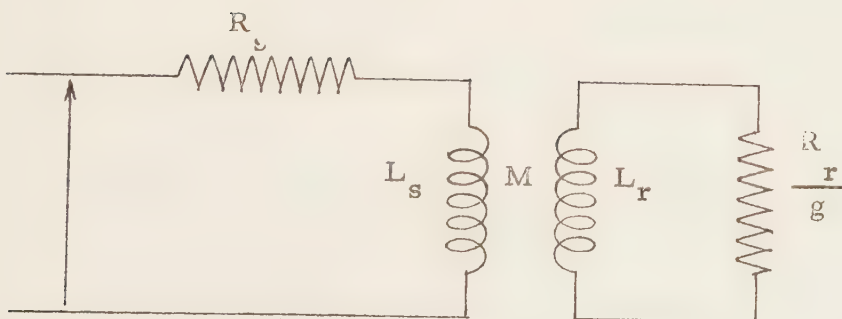


Figure III.1

Z_s peut donc s'écrire :

$$Z_s = R_s + j L_s \omega + \frac{M^2 \omega^2}{\frac{R_r (\frac{\omega}{p})}{(\frac{\omega}{p} - \Omega)} + j L_r \omega}$$

Soient P et $X = \lambda \omega$ les parties réelles et imaginaires de l'impédance Z_s .

Nous avons donc :

$$P = R_s + \frac{M^2 \omega^2 R_r (\frac{\omega}{\omega - p\Omega})}{(\frac{\omega}{\omega - p\Omega})^2 R_r^2 + L_r^2 \omega^2} \quad (\text{III.2})$$

$$\text{et } X = \lambda \omega = L_s \omega - \frac{L_r M^2 \omega^3}{(\frac{\omega}{\omega - p\Omega})^2 R_r^2 + L_r^2 \omega^2}$$

Nous pouvons donc écrire l'impédance équivalente par phase à la machine asynchrone sous la forme :

$$Z_s = P(\Omega, \omega) + j \lambda(\Omega, \omega) \omega \quad (\text{III.3})$$

Nous voyons donc que l'impédance équivalente au moteur asynchrone dépend des deux variables Ω et ω .

3 - Forme d'onde approchée de la tension de phase :

Nous allons tout d'abord nous placer dans le cas primitif où la loi de variation de l'angle δ d'amorçage des thyristors est symétrique par rapport au milieu de chaque alternance.

L'onde de tension est donc de "valeur moyenne instantanée" sinusoïdale, de la forme $\bar{U} = \frac{3 u \sqrt{6}}{2 \pi} \sin \omega_2 t$.

Nous avons vu au chapitre II qu'il est possible dans ce cas d'assimiler l'onde de tension à son fondamental pendant la plus grande partie de chaque alternance, à l'exception du dernier intervalle où il faut considérer la tension réelle de sortie du cycloconvertisseur.

Nous pouvons donc nous ramener à l'étude du comportement du moteur asynchrone alimenté par un système de tensions du type de celle que nous avons représentée sur la figure III.2 et qui est composée par la juxtaposition de deux fragments de sinusoïdes l'une de pulsation ω_2 , l'autre de pulsation ω_1 .

4 - Courant dans une phase du moteur asynchrone pendant le dernier intervalle de conduction d'une alternance.

Soit $t_f = \frac{\beta}{\omega_2}$ l'instant d'amorçage du dernier thyristor du groupe, et soit $I(\beta)$ le courant dans la phase du moteur à cet instant.

Pour $t > t_f$ le courant dans le moteur peut donc s'écrire :

$$I = I(\beta) e^{-\frac{P_1}{\lambda_1 \omega_1} \left[\theta - \frac{\pi}{6} - \delta_f \right]} + \frac{\sqrt{2} U}{\sqrt{P_1^2 + \lambda_1^2 \omega_1^2}} \left\{ \sin(\theta - \varphi_x) - \sin\left(\frac{\pi}{6} + \delta_f - \varphi_x\right) e^{-\frac{P_1}{\lambda_1 \omega_1} \left(\theta - \frac{\pi}{6} - \delta_f \right)} \right\} \quad (III.4)$$

avec $\operatorname{tg} \varphi_x = \frac{\lambda_1 \omega_1}{P_1}$

Dans l'expression ci-avant λ_1 et ρ_1 désignent les parties imaginaires et réelles de l'impédance équivalente Z_1 présentée par le moteur asynchrone à la sinusoïde de pulsation ω_1 .

La vitesse de rotation Ω du moteur asynchrone est supposée constante sur l'intervalle considéré.

Nous pouvons donc écrire

$$\rho_1 = R_s + \frac{M^2 \omega_1^2 R_r \left(\frac{\omega_1}{\omega_1 - p\Omega} \right)}{\left(\frac{\omega_1}{\omega_1 - p\Omega} \right)^2 R_r^2 + L_r^2 \omega_1^2}$$

$$\lambda_1 = L_s - \frac{L_r M^2 \omega_1^2}{\left(\frac{\omega_1}{\omega_1 - p\Omega} \right)^2 R_r^2 + L_r^2 \omega_1^2}$$

Or la vitesse de rotation du moteur est imposée par la pulsation ω_2 du fondamental de la tension de phase.

$$\text{Donc } \Omega < \frac{\omega_2}{p}, \quad \text{avec } \omega_2 \ll \omega_1$$

Nous avons donc, $\Omega \ll \frac{\omega_1}{p}$ et nous pouvons en première approximation négliger $p\Omega$ devant ω_1 dans les expressions de ρ_1 et de λ_1 . Ceci revient à assimiler l'impédance présentée par le moteur asynchrone à son impédance de court-circuit. Nous avons donc en première approximation :

$$\rho_1 = R_s + \frac{M^2 \omega_1^2 R_r}{R_r^2 + L_r^2 \omega_1^2}$$

$$\lambda_1 = L_s - \frac{L_r M^2 \omega_1^2}{R_r^2 + L_r^2 \omega_1^2}$$

(III. 5)

Nous avons vu au chapitre II que, pour obtenir un fonctionnement correct du cycloconvertisseur, il fallait que le courant dans la charge s'annule au cours du dernier intervalle d'une alternance pour $\theta < 2\pi$. Ceci est encore vrai ici. Nous obtenons donc une condition sur $I(\beta)$ qui peut s'écrire :

$$I(\beta) < y_1 \frac{\sqrt{2} u}{\sqrt{p_1^2 + \lambda_1^2 \omega_1^2}}$$

$$\text{avec } y_1 = \sin\left(\frac{\pi}{6} + \delta - \varphi_x\right) - \sin\left(2\pi - \varphi_x\right) e^{\frac{p_1}{\lambda_1 \omega_1} \left[\frac{11\pi}{6} - \delta_f \right]}$$

Nous pouvons donc, pour un moteur donné, définir y_1 en fonction de l'angle d'amorçage δ_f et tracer la courbe correspondante (Figure III.3).

$$\text{Si } I(\beta) > y_1 \frac{u \sqrt{2}}{\sqrt{p_1^2 + \lambda_1^2 \omega_1^2}} \text{ nous allons avoir, comme}$$

précédemment, un passage de I par un minimum sans extinction et aboutir à un phénomène de court-circuits entre phases d'alimentation.

Nous voyons donc que le fonctionnement du cyclo convertisseur dépend de la valeur du courant dans la charge au début du dernier intervalle de chaque alternance.

5 - Courant dans une phase du moteur pour $0 < \omega_2 t < \beta$:

Nous avons vu qu'il était possible d'assimiler la tension aux bornes du moteur asynchrone, alimenté par le cycloconvertisseur, à une arche de sinusoïde de pulsation ω_2 et nulle pour $t = 0$.

D'autre part, le courant dans la phase est nul pendant un certain temps que nous appellerons ξ , à cause du "temps mort" que nous avons défini au chapitre I.

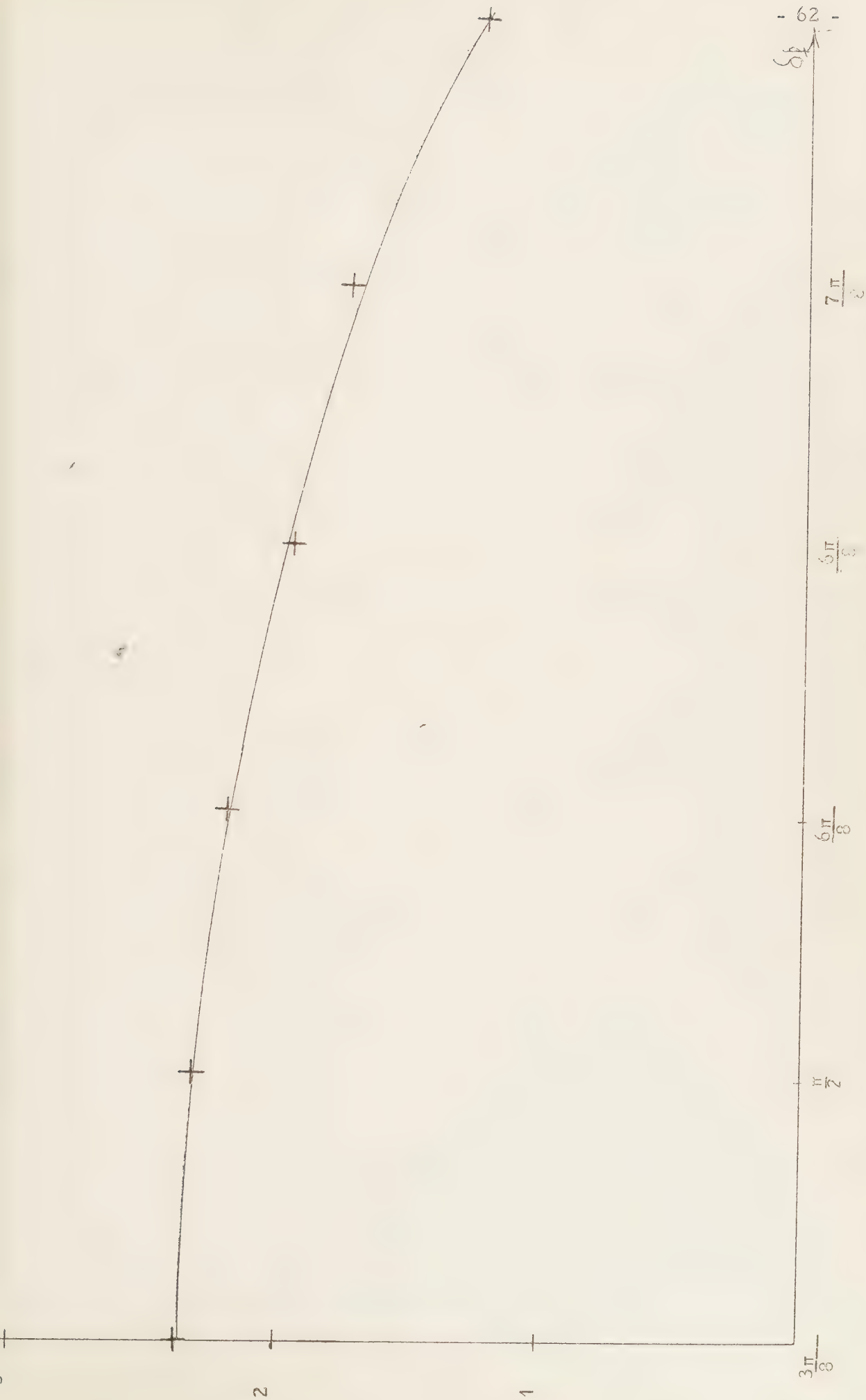


Figure III.3

Nous pouvons donc considérer que pour $-\delta < t < 0$ le moteur est en fonctionnement monophasé et, qu'à l'instant $t = 0$ on connecte sa troisième phase à la source.

Nous nous sommes donc ramenés dans les conditions des travaux de Lyon [3].

Lyon a montré que, dans ces conditions, le courant dans la phase concernée (figure III. 4) a l'allure de celui de la figure III. 5. Le premier maximum de courant est très marqué, surtout lorsque la tension de la source passe par zéro au moment où l'on connecte la phase du moteur. D'autre part ce maximum est d'autant plus proche de $\omega_2 t = \pi$ que la vitesse de rotation Ω de la machine est proche de la vitesse de synchronisme.

Donc, le courant à l'instant qui nous intéresse ($\omega_2 t = \beta \neq \pi$), sera proche de ce maximum pour un moteur asynchrone fonctionnant au voisinage du synchronisme, nous aurons donc dans ces conditions

$I(\beta) > y_1 \frac{u \sqrt{2}}{\sqrt{p_1^2 + \lambda_1^2 \omega_1^2}}$ et un fonctionnement incorrect du cycloconvertisseur.

A titre d'exemple nous avons $I(\beta) \neq 3,8 I_n$ pour $\Omega = 0,95 \frac{\omega_2}{p}$, ce qui nous donne une valeur très supérieure à la valeur maximale admissible ($I(\beta) < 2,5 I_n$ pour la machine considérée).

C'est effectivement ce qui se passe dans la pratique, lorsque le moteur est alimenté par le cycloconvertisseur commandé de façon à ce que l'onde de tension soit symétrique sur une alternance secondaire : le fonctionnement est : peu près satisfaisant lorsque le couple développé par la machine est élevé et donc lorsque $\Omega \ll \frac{\omega_2}{p}$. Mais par contre pour $\Gamma < \frac{\Gamma_N}{2}$ il y a apparition de court-circuits entre les phases primaires du cycloconvertisseur (figure. III. 6).

Nous croyons donc qu'il est nécessaire de modifier la loi de variation de l'angle δ si l'on veut obtenir un fonctionnement satisfaisant du cycloconvertisseur lorsque la charge est constituée par une machine asynchrone.

Nous allons donc chercher la loi de variation de l'angle δ qui nous donnera un courant de phase "sinusoïdal en moyenne". C'est-à-dire tel que l'onde de courant créée par le fondamental de la tension secondaire soit une sinusoïde.

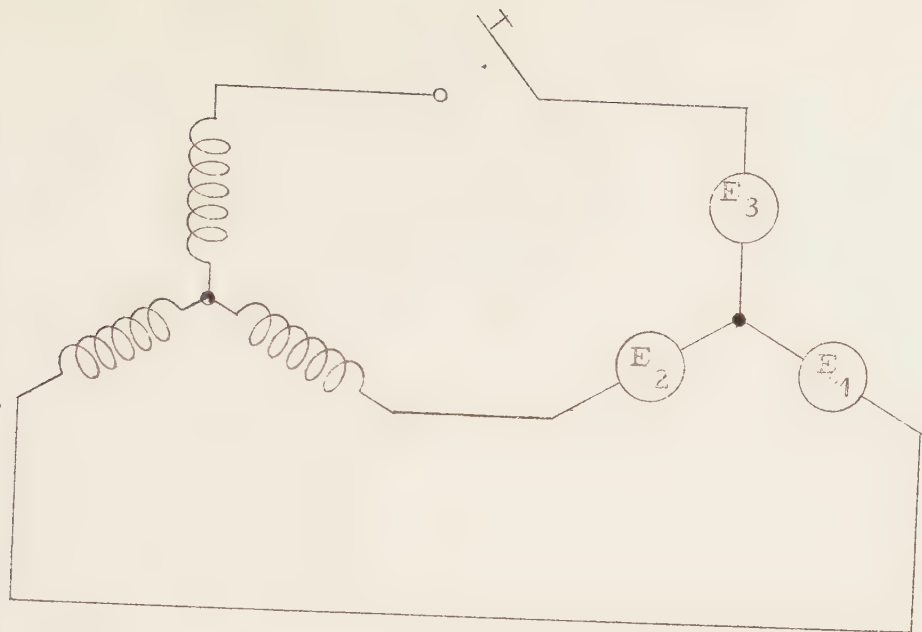


Figure III. 4

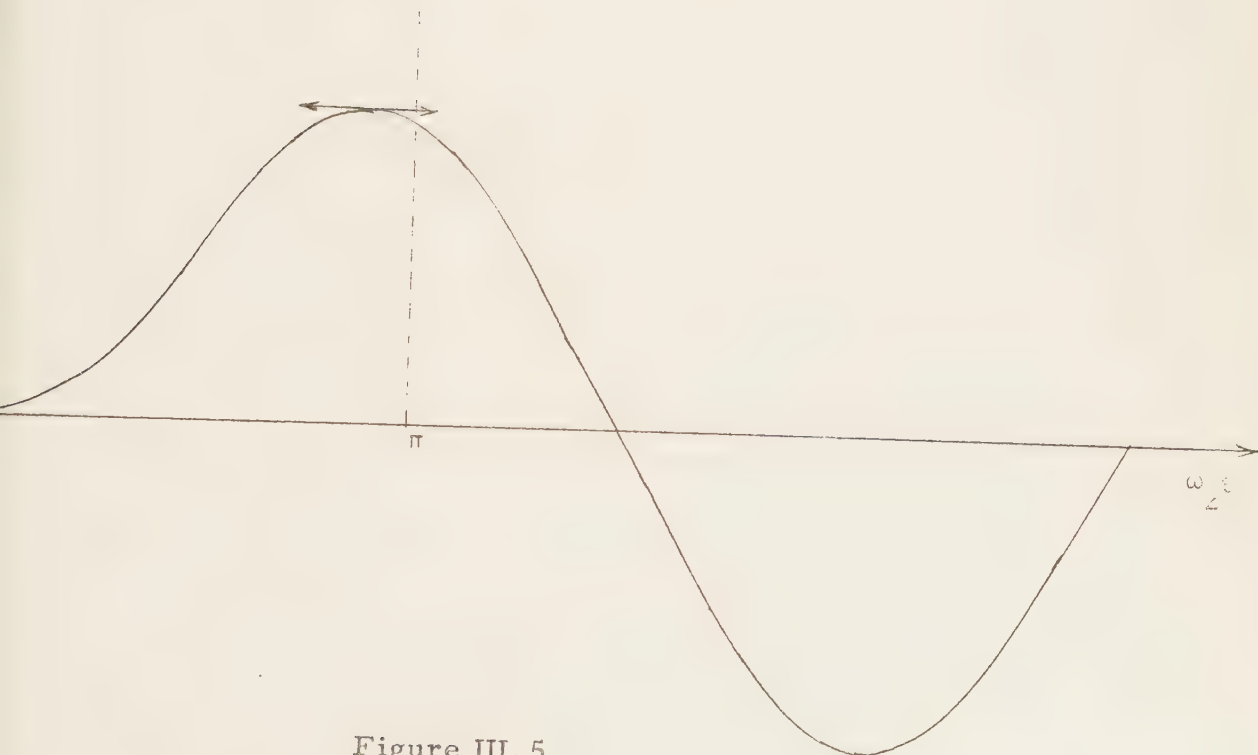


Figure III. 5

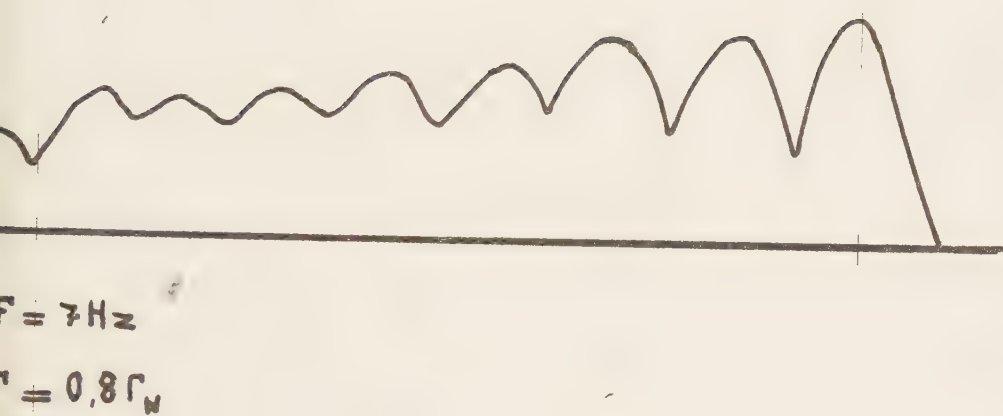


Figure III. 6

6 - Etude du moteur asynchrone alimenté par un système de courants sinusoïdaux :

Supposons maintenant que nous alimentions la machine asynchrone par une source triphasée et équilibrée de courants sinusoïdaux de pulsation ω_2 :

$$\begin{cases} I_I = I_o \sqrt{2} \sin \omega_2 t \\ I_{II} = I_o \sqrt{2} \sin (\omega_2 t - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{III} = I_o \sqrt{2} \sin (\omega_2 t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

Dans ces conditions le schéma équivalent de la figure (III.1) est toujours valable et nous avons, par phase, l'impédance équivalente :

$$Z_s = R_s + j L_s \omega_2 + \frac{M^2 \omega_2^2}{\frac{R_r \omega_2}{\omega_2 - p\Omega} + j L_r \omega_2}$$

qui peut se mettre sous la forme :

$$Z_s = \rho(\Omega, \omega_2) + j \lambda(\Omega, \omega_2) \omega_2.$$

ou encore

$$Z_s = \rho_2 + j \lambda_2 \omega_2.$$

En régime permanent la tension de phase V_s peut donc s'écrire :

$$V_s = I_o \sqrt{2} \sqrt{\rho_2^2 + \lambda_2^2 \omega_2^2} \sin (\omega_2 t + \varphi)$$

$$\text{avec } \operatorname{tg} \varphi = \frac{\lambda_2 \omega_2}{\rho_2}$$

7 - Adaptation du cycloconvertisseur à l'alimentation d'une machine asynchrone.

Si nous revenons maintenant au cycloconvertisseur alimentant un moteur asynchrone, nous obtiendrons un fonctionnement satisfaisant à condition que la tension de phase, sinusoïdale en moyenne, soit en avance par rapport au courant d'un angle φ tel que :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\lambda(\Omega, \omega_2) \omega_2}{\rho(\Omega, \omega_2)} \quad (\text{Fig. III.7})$$

Nous voyons que cet angle φ dépend, à une pulsation donnée, de la vitesse de rotation Ω de la machine. Il nous faut donc adapter la tension de commande v_1 en fonction de la charge du moteur de façon à avoir

$$V_s(t=0) = \frac{3u\sqrt{6}}{2\pi} \sin \varphi(\Omega, \omega_2)$$

Pour pouvoir adapter v_1 au régime de fonctionnement de la machine nous avons adopté le montage de la figure III.8.

Ce montage nous permet d'obtenir une tension v_1 continument réglable entre 0 et 6 volts, ce qui nous donne une variation continue de l'angle d'avance de phase φ entre 0 et $\frac{\pi}{2}$.

La tension v_1 sera unique pour l'ensemble du cycloconvertisseur, de façon à éviter l'apparition d'un déséquilibre entre les courants de phases du moteur.

8 - Résultats obtenus :

Cette méthode de réglage de la tension de commande v_1 nous a permis d'obtenir un fonctionnement correct du cycloconvertisseur alimentant une machine asynchrone, quel qu'en soit le régime de fonctionnement, aussi bien à vide qu'en charge, comme en témoignent les enregistrements des figures III.8, III.9, III.10 et III.11.

Les performances obtenues par le moteur asynchrone alimenté de la sorte sont satisfaisantes et il a été possible d'obtenir le couple nominal de la machine, quelle que soit la fréquence f_2 dans le domaine autorisé par la fréquence primaire f_1 .

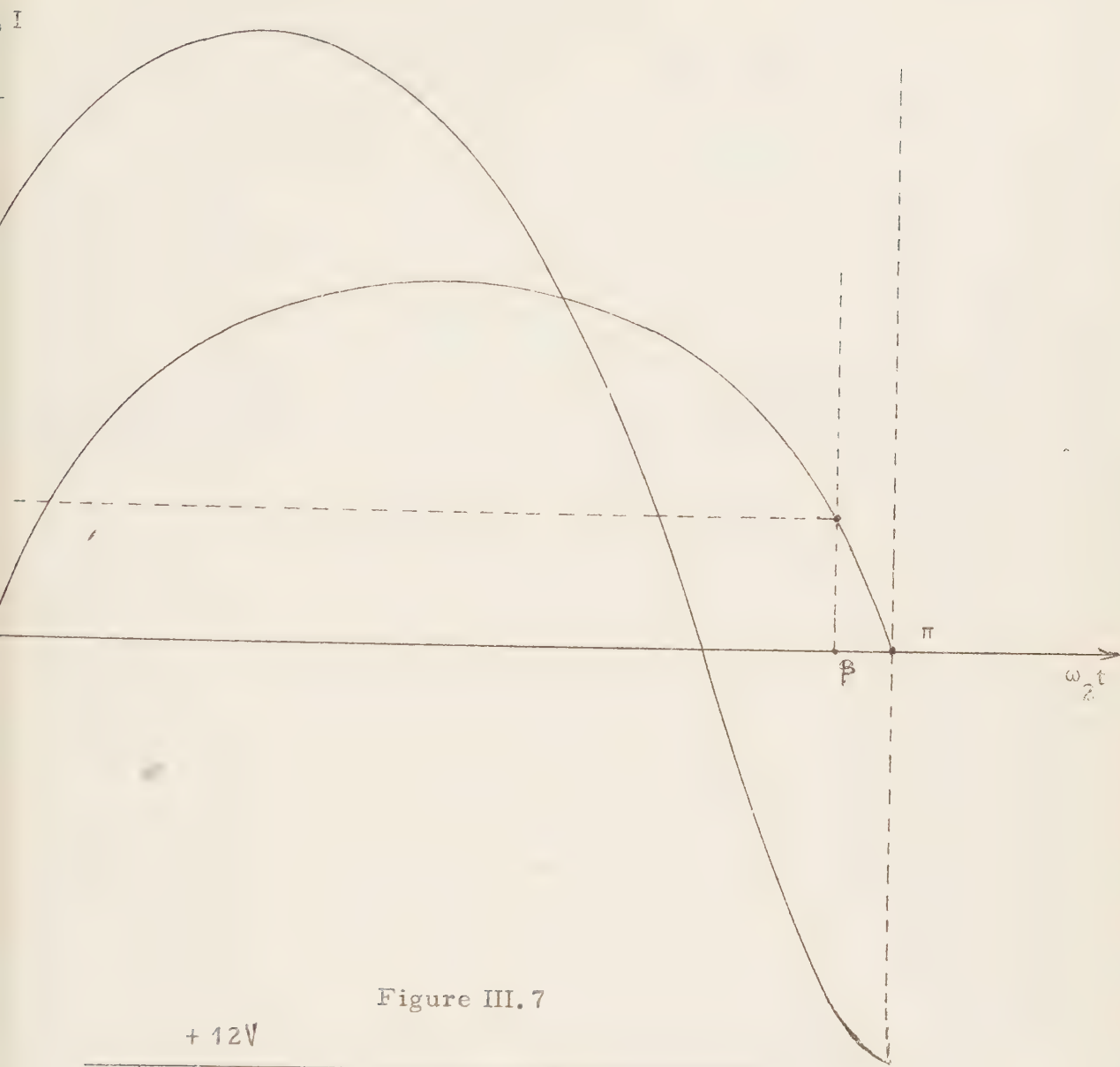


Figure III.7

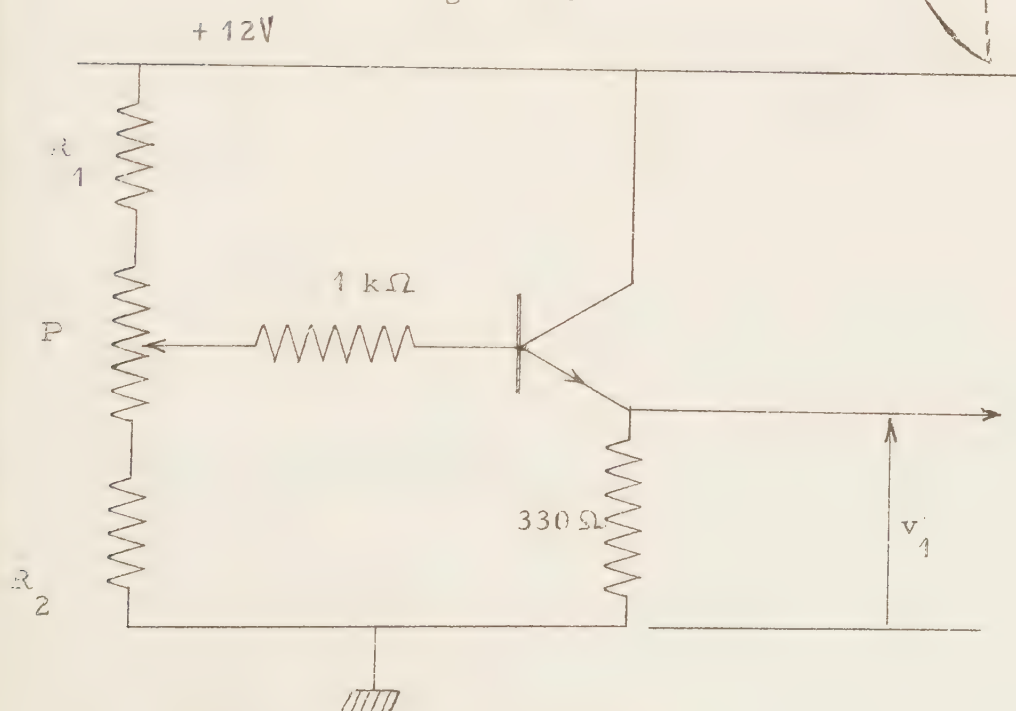


Figure III.8

$$f = 8 \text{ Hz}$$

$$\Gamma \neq 0$$

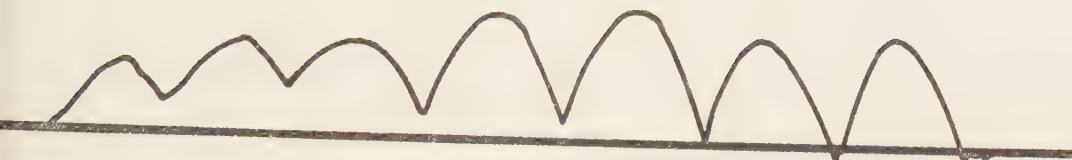


Figure III. 9

$$F = 8 \text{ Hz}$$

$$\Gamma = \frac{1}{3} \Gamma_N$$

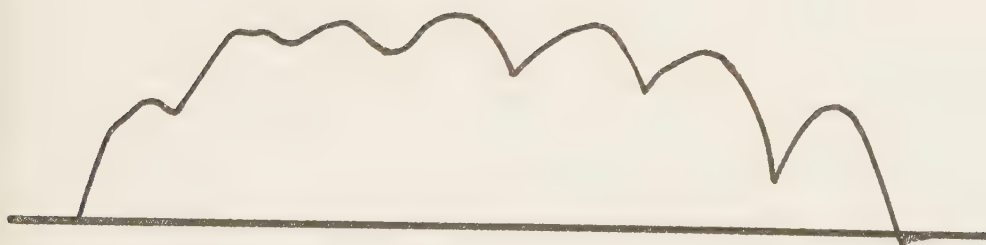


Figure III. 10

$$F = 8 \text{ Hz}$$

$$\Gamma = \frac{2}{3} \Gamma_n$$

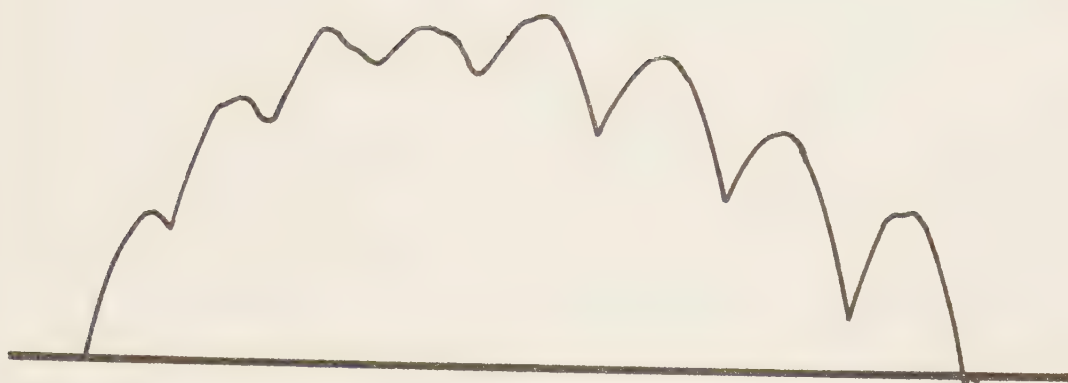


Figure III.11

$$F = 8 \text{ Hz}$$

$$\Gamma = \Gamma_n$$

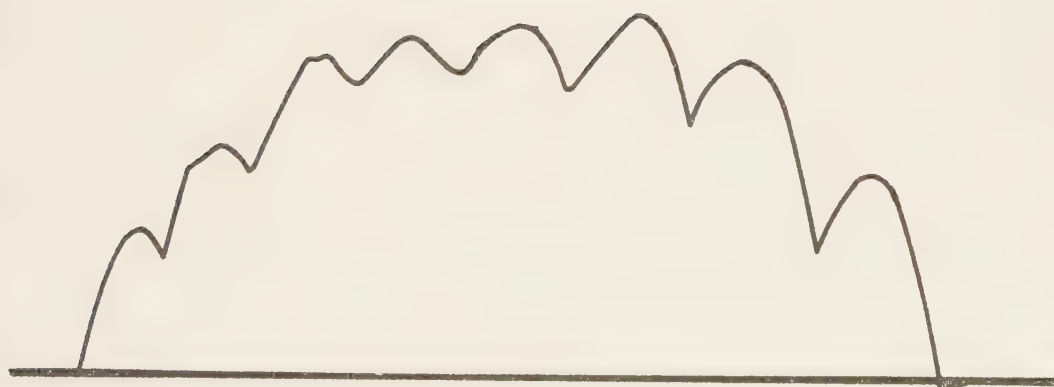


Figure III.12

CHAPITRE IV

ETUDE DU MOTEUR A INDUCTION ALIMENTE

A FREQUENCE VARIABLE

Une machine à induction ou machine asynchrone est constituée de deux armatures triphasées, statorique et rotorique, l'une étant alimentée par un système de tensions de pulsation ω_s , l'autre étant en court-circuit. Nous nous limiterons ici à l'étude de la machine asynchrone triphasée. Nous rappellerons tout d'abord rapidement les équations fondamentales du moteur à induction puis nous étudierons son comportement lorsque la pulsation ω_s d'alimentation est variable.

Nous ferons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- saturation négligeable
- pertes fer négligeables
- pertes mécaniques négligeables
- pertes supplémentaires négligeables.

1 - Equations fondamentales du moteur asynchrone.

Avec les hypothèses faites ci-dessus on peut montrer que les équations fondamentales de la machine à induction peuvent être commodément exprimées en fonction des grandeurs du schéma équivalent par phase de la figure III.1 ou encore, en supposant le rapport de transformation de la machine égal à un, en fonction des grandeurs de la figure III.2.

Si nous appelons Z_s l'impédance par phase de la machine asynchrone vue du stator

$$Z_s = R_s + j l_s \omega_s + \frac{j \omega_s M (j \omega_s l_r + R_r \frac{\omega_s}{\omega_r})}{j \omega_s M + j \omega_s l_r + R_r \frac{\omega_s}{\omega_r}}$$

En posant $L_s = l_s + M$ et $L_r = l_r + M$, l'impédance Z_s peut se mettre sous la forme simplifiée suivante :

$$Z_s = R_s + j L_s \omega_s + \frac{M^2 \omega_s}{\frac{R_r}{\omega_r} + j L_r} \quad (IV.1)$$

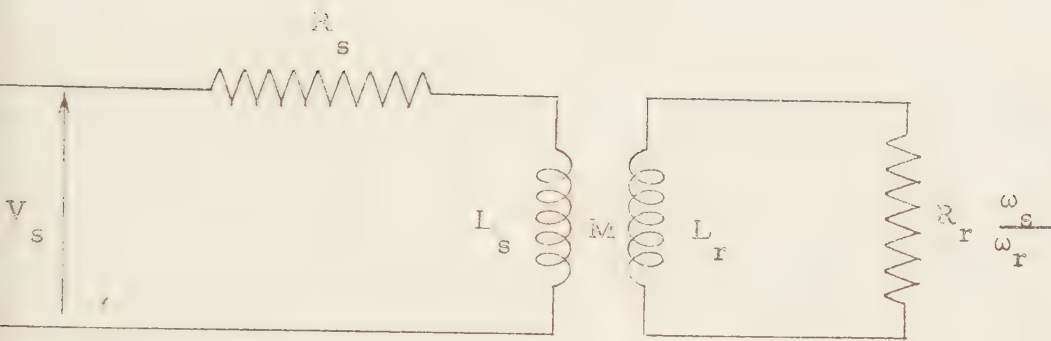


Figure IV.1

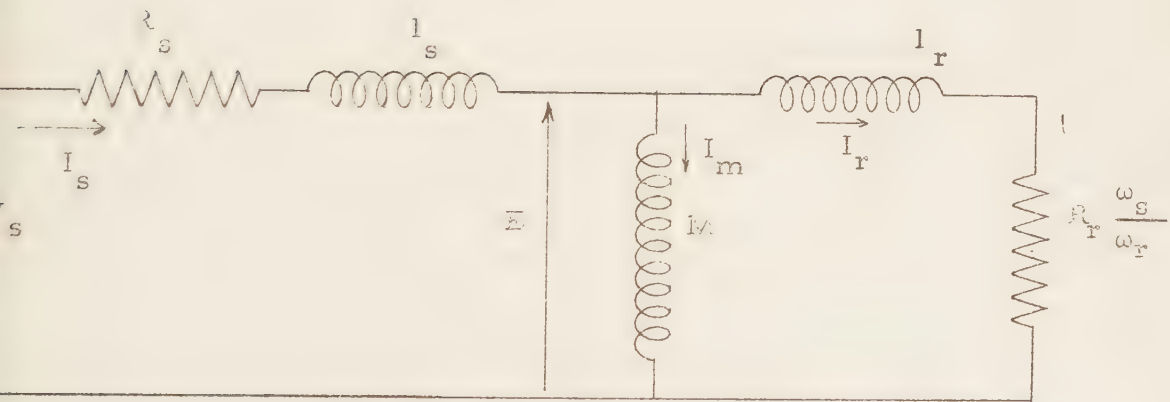


Figure IV.2



On peut donc en déduire l'expression du courant statorique I_s :

$$I_s = \frac{V_s}{R_s + j L_s \omega_s + \frac{M^2 \omega_s}{\frac{R_r}{\omega_i} + j l_r}} \quad (IV.2)$$

Exprimons maintenant l'expression du courant rotorique, ramené au stator, I_r .

Nous pouvons tout d'abord exprimer I_r en fonction de la force électromotrice E .

$$\bar{I}_r = \frac{E}{R_r - \frac{\omega_s}{\omega_r} + j l_r \omega_s}$$

Que l'on peut aussi mettre sous la forme :

$$\bar{I}_r = \frac{E}{\omega_s} \times \frac{1}{\frac{R_r}{\omega_i} + j l_r} \quad (IV.3)$$

I_r peut aussi s'exprimer en fonction de la tension statorique d'alimentation V_s et se mettre sous la forme

$$\bar{I}_r = \frac{V_s \times j M}{(R_s + j \omega_s L_s) (j L_r + \frac{R_r}{\omega_r}) + \omega_s M^2} \quad (IV.4)$$

Intéressons nous maintenant aux puissances et au couple.

Soit P_T la puissance transmise au rotor, P_a la puissance absorbée, P_m la puissance mécanique et P_{jr} les pertes joules rotoriques.

Avec les hypothèses que nous avons faites au début de ce chapitre nous pouvons écrire :

$$P_m = \left(1 - \frac{\omega_r}{\omega_s}\right) P_T$$

$$P_{jr} = \frac{\omega_r}{\omega_s} P_T$$

avec $P_{jr} = 3 R_r I_r^2$

ce qui nous donne

$$P_T = 3 R_r I_r^2 \frac{\omega_s}{\omega_r}$$

et $P_m = 3 \left(1 - \frac{\omega_r}{\omega_s}\right) R_r \frac{\omega_s}{\omega_r} I_r^2$

soit $P_m = 3 \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - 1\right) R_r I_r^2$ (IV.5)

Soit Γ le couple développé par le moteur asynchrone. Si nous désignons par Ω la vitesse de rotation de la machine, nous avons

$$\Gamma \Omega = P_m$$

Or $\Omega = \left(1 - \frac{\omega_r}{\omega_s}\right) \frac{\omega_s}{p}$

donc $\Gamma = \frac{P_m}{\left(1 - \frac{\omega_r}{\omega_s}\right) \frac{\omega_s}{p}}$ (IV.6)

Que l'on peut aussi mettre sous la forme :

$$\Gamma = 3 p \frac{R_r}{\omega_r} I_r^2$$

Suivant l'expression utilisée pour I_r nous pouvons écrire :

$$\Gamma = 3 p \left(\frac{E}{\omega_s} \right)^2 \frac{1}{l_r} \frac{1}{\frac{R_r}{l_r \omega_r} + \frac{l_r \omega_r}{R_r}} \quad (IV.7)$$

$$\text{ou bien } \Gamma = 3 p \frac{R_r}{\omega_r} \frac{V_s^2 M^2}{\left[(R_s + j \omega_s L_s) \left(j L_r + \frac{l_r}{\omega_r} \right) + \omega_s M^2 \right]^2}$$

$$\text{soit } \Gamma = 3 p \frac{R_r}{\omega_r} \frac{V_s^2 M^2}{\left[\frac{R_s^2 + \omega_s^2 L_s^2}{\omega_r^2} + \omega_s^2 (L_r^2 - L_r l_s) \right]^2 + \left[\frac{R_r \omega_s L_s + \omega_s^2 M^2}{\omega_r} \right]^2}$$

Après avoir rapidement écrit les principales équations du moteur à induction nous allons maintenant voir comment se comportent les principales grandeurs et en particulier les courants et le couple, lorsque l'on fait varier la fréquence d'alimentation statorique.

2 - Fonctionnement du moteur asynchrone à fréquence variable avec une tension statorique proportionnelle à la fréquence.

Lorsque l'on fait varier la fréquence de la tension d'alimentation d'une machine asynchrone il faut aussi en faire varier le module. La première loi possible de variation de l'amplitude est une variation linéaire en fonction de la fréquence $V_s = k f_s$. Nous allons voir comment, dans cette hypothèse, se comportent les principales grandeurs de la machine.

2.1 - Etude du courant :

Reprenons l'expression du courant statorique (IV.2)

$$\bar{I}_s = \frac{V_s}{R_s + j l_s \omega_s + \frac{R_r}{\omega_r} + j l_r \omega_s}$$

Que l'on peut mettre sous la forme

$$\bar{I}_s = \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right) \frac{1}{\frac{R_s}{\omega_s} + j L_s + \frac{1}{\frac{R_r}{\omega_r} + j L_r}}$$

Pour $\left(\frac{V_s}{\omega_s} \right) = \text{constante}$, le point représentatif de $\bar{I}_s$ dans le plan complexe décrit, à ω_s fixe et ω_r variable, un cercle C_{ω_s} tangent aux deux cercles (cf figure IV.3).

$$\bar{I}_{\infty} = \frac{\left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)}{\frac{R_s}{\omega_s} + j L_s} \quad \text{obtenu pour } \omega_r \rightarrow \infty$$

et $\bar{I}_0 = \frac{\frac{V_s}{\omega_s}}{\frac{R_s}{\omega_s} + j L_s} \quad \text{obtenu pour } \omega_r = 0$

Pour ω_s infinie le cercle C_{ω_s} est centré sur l'axe imaginaire (cercle n°1), puis pour des valeurs décroissantes de ω_s il y a un basculement du cercle dont le rayon décroît avec ω_s (cercles 2 et 3). Il serait possible de graduer l'espace compris entre les deux cercles C_0 et C_{∞} .

L'étude correspondante ayant déjà été faite nous n'y reviendrons pas [7.]

2.2 - Etude du couple :

Reprenons l'expression de Γ en fonction de la tension d'alimentation (IV.8).

$$\Gamma = 3 p \frac{k_r}{\omega_r} \frac{V^2 M^2}{\left[\frac{R_s R_r}{\omega_r} + \omega_s (M^2 - L_r L_s) \right]^2 + \left[\frac{R_r \omega_s}{\omega_r} L_s + \frac{R_s}{\omega_r} L_r \right]^2}$$

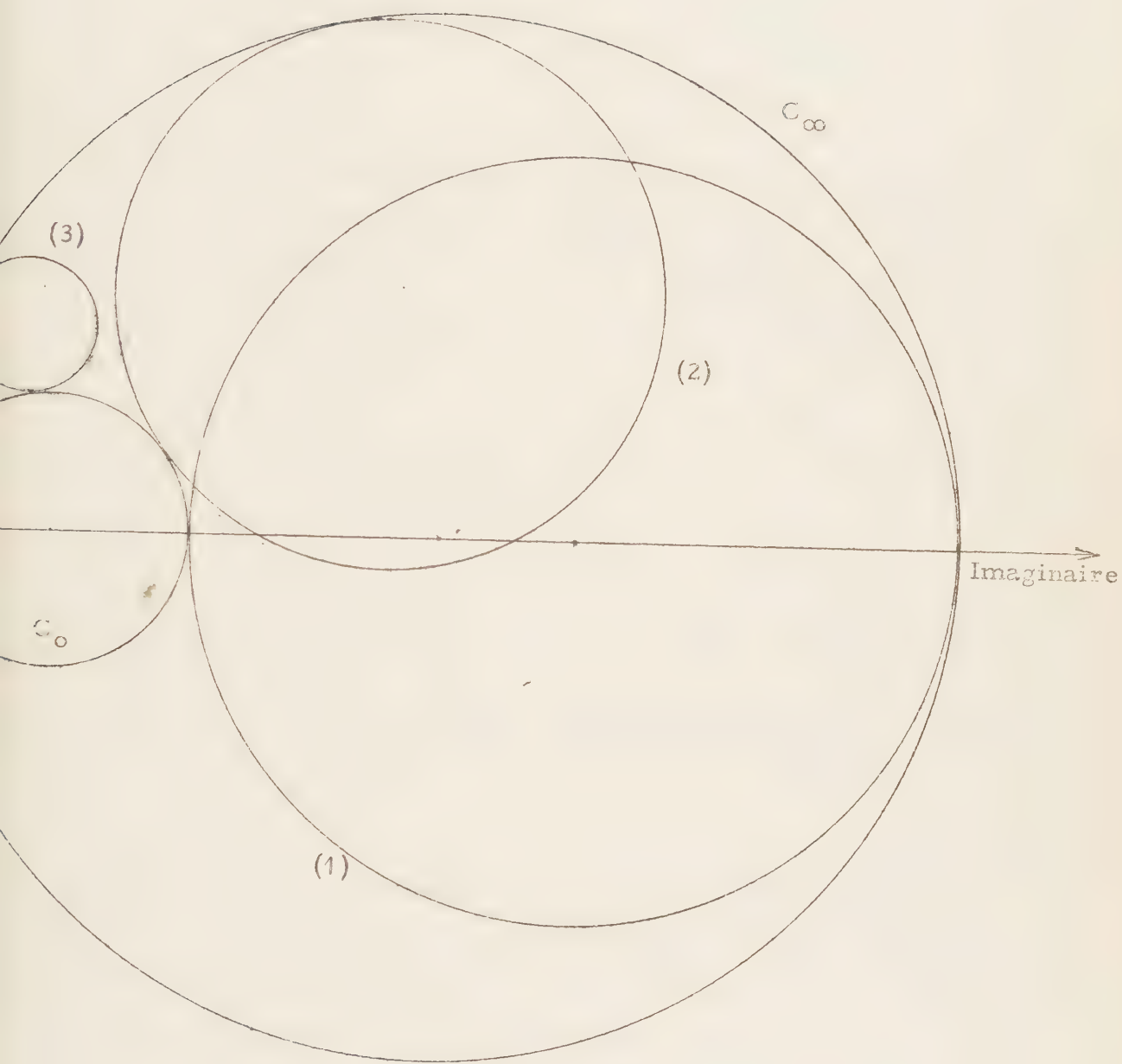


Figure IV. 3

Que l'on peut mettre sous la forme

$$= 3 \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 p \frac{R_r}{\omega_r} \cdot \frac{M^2 \omega_s^2}{\left[\frac{R_s R_r}{\omega_r} + \omega_s (M^2 - L_r L_s) \right]^2 + \left[\frac{R_r \omega_s}{\omega_r} L_s + R_s L_r \right]^2} \quad (IV.3)$$

Nous voyons donc que, pour $\left(\frac{V_s}{\omega_s} \right) = \text{constante}$, le couple Γ va dépendre des deux variables ω_s et ω_r . Il y correspond dans le plan $[\omega_r, \Gamma]$ une famille de courbes dépendant du paramètre ω_s (figure IV.4).

Ces courbes, d'allure classique, admettent un maximum pour la valeur de ω_r qui s'annule $\frac{\partial \Gamma}{\partial \omega_r}$, soit pour

$$\omega_r = \sqrt{\frac{R_r^2 (R_s^2 + L_s^2 \omega_s^2)}{\omega_s^2 (L_r L_s - M^2) + R_s^2 L_r^2}}$$

Le couple maximum correspondant peut être mis sous la forme

$$\Gamma_M = 3p \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \frac{R_r M^2 \omega_s^2}{2} \cdot \frac{1}{R_s R_r M^2 \omega_s + \sqrt{R_r^2 (R_s^2 + L_s^2 \omega_s^2) [\omega_s^2 (L_r L_s - M^2) + L_r^2 R_s^2]}}$$

On voit d'après cette expression que pour $\omega_s \rightarrow 0$, le couple maximum Γ_M tend également vers zéro. Donc pour de faibles valeurs de la fréquence d'alimentation il ne sera possible d'obtenir que de faibles couples. Ceci est dû au fait que, pour de faibles valeurs de ω_s et donc de V_s , les chutes de tensions statoriques ne sont plus négligeables, ce qui entraîne une diminution du flux d'entrefer. Il est donc naturel, pour améliorer le fonctionnement de la machine asynchrone à basse fréquence de chercher à compenser ces chutes de tension statoriques et, donc de s'orienter vers un fonctionnement à flux d'entrefer constant.

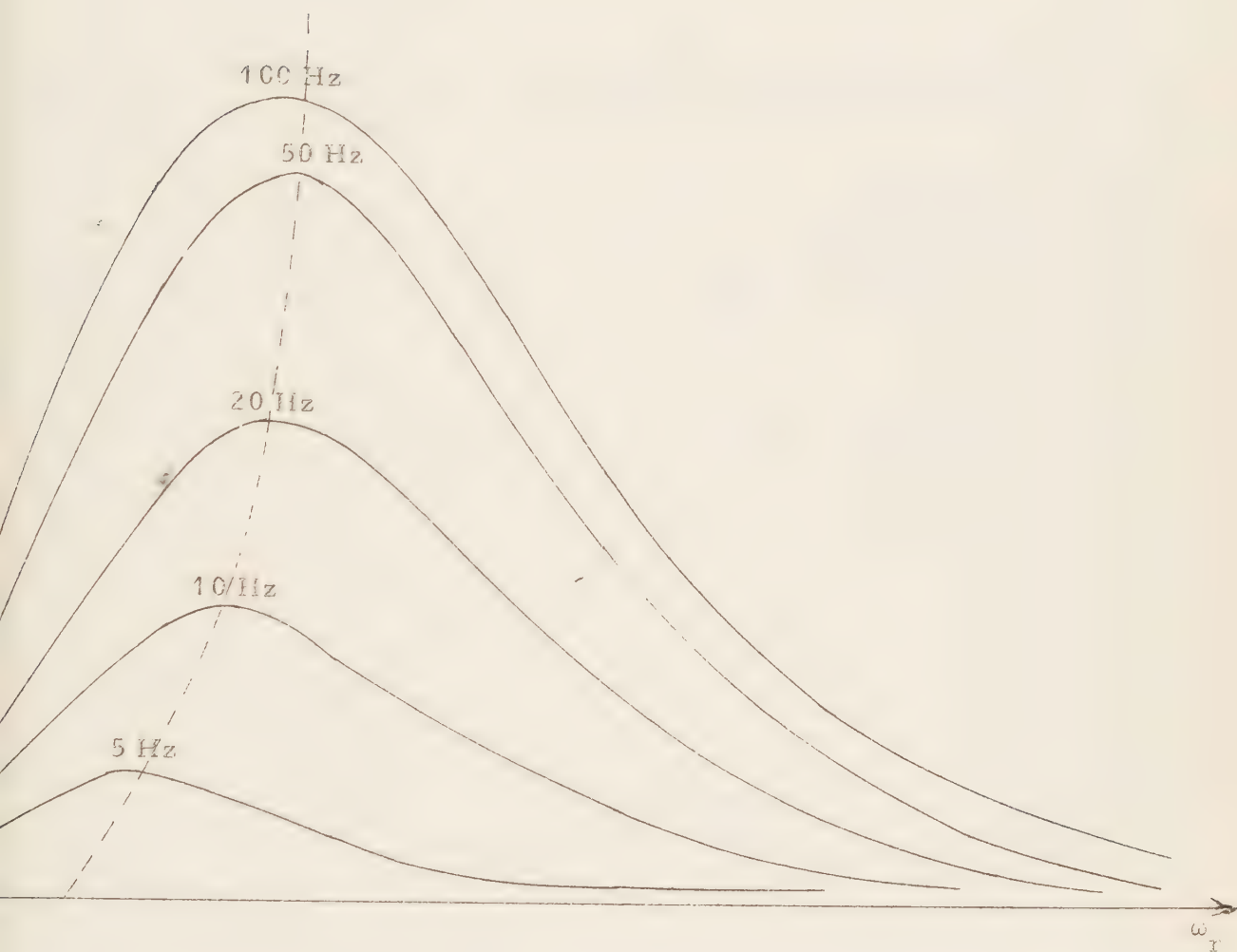


Figure IV.4

3 - Fonctionnement d'une machine asynchrone à flux d'entrefer constant :

Si nous désignons par ϕ le flux d'entrefer de la machine, nous avons :

$$j \phi = \frac{E}{\omega_s}$$

avec
$$\bar{E} = V_s - (R_s + j \omega_s l_s) \bar{I}_s$$

où R_s représente la résistance propre d'une phase statorique et l_s la self inductance de fuite de cette même phase.

Un fonctionnement à flux d'entrefer constant sera donc obtenu pour $\left| \frac{E}{\omega_s} \right| = \text{constante}$. Nous allons donc étudier maintenant le comportement du moteur asynchrone avec ω_s variable et $\left\{ \frac{E}{\omega_s} \right\}$ constant.

3.1 - Intensités :

Si nous nous reportons au schéma équivalent de la figure IV.2 nous avons :

$$\bar{I}_s = \bar{I}_m + \bar{I}_r$$

Ce qui nous donne

$$\bar{I}_s = E \left[\frac{1}{j M \omega_s} + \frac{1}{j l_r \omega_s + R_r \frac{\omega_s}{\omega_r}} \right]$$

que l'on peut mettre sous la forme

$$\bar{I}_s = \left[\frac{E}{\omega_s} \right] \cdot \left[\frac{1}{j M} + \frac{1}{j l_r + \frac{R_r}{\omega_r}} \right] \quad \text{IV.10}$$

où apparaît le facteur constant $\left(\frac{E}{\omega_s} \right)$.

Considérons l'expression

$$\bar{Y} = \frac{1}{J M} + \frac{1}{j l r + \frac{R}{\omega_r}}$$

Nous voyons que $\bar{Y}$ ne dépend, pour une machine donnée, que de la pulsation des courants rotoriques ω_r .

Dans le plan complexe, $j l r + \frac{R}{\omega_r}$ est une droite parallèle à l'axe réel ; donc $\frac{1}{j l r + \frac{R}{\omega_r}}$ est un cercle centré sur l'axe imaginaire. Par conséquent,

$\bar{Y}$ est un cercle déduit du précédent par translation de $\frac{1}{M}$ dans la direction de l'axe imaginaire (figure IV.5).

On passe de $\bar{Y}$ à $\bar{I}_s$ par une simple multiplication par la constante $(\frac{E}{\omega_s})$ ce qui revient simplement à changer la graduation de la figure.

Nous voyons donc que, pour un moteur asynchrone fonctionnant à flux d'entrefer constant, le courant absorbé $\bar{I}_s$ ne dépend que de la pulsation ω_r des courants rotoriques. Nous voyons d'autre part que l'extrémité du vecteur d'affixe $\bar{I}_s$ décrit dans le plan complexe un cercle centré sur l'axe imaginaire

3.2 - Couple.

Reprenons l'expression du couple obtenue précédemment (IV.7).

$$\Gamma = 3 p \left(\frac{E}{\omega_s} \right)^2 \frac{1}{l_r} \cdot \frac{1}{\frac{R_r}{l_r \omega_r} + \frac{l_r \omega_r}{R_r}}$$

Dans l'hypothèse d'un fonctionnement à flux d'entrefer constant nous avons $(\frac{E}{\omega_s}) = \text{constante}$. Donc, pour une machine donnée, le couple Γ ne dépend que de la pulsation ω_r des courants rotoriques.

Nous obtenons donc pour le couple une caractéristique unique en fonction de ω_r (Figure IV.6).

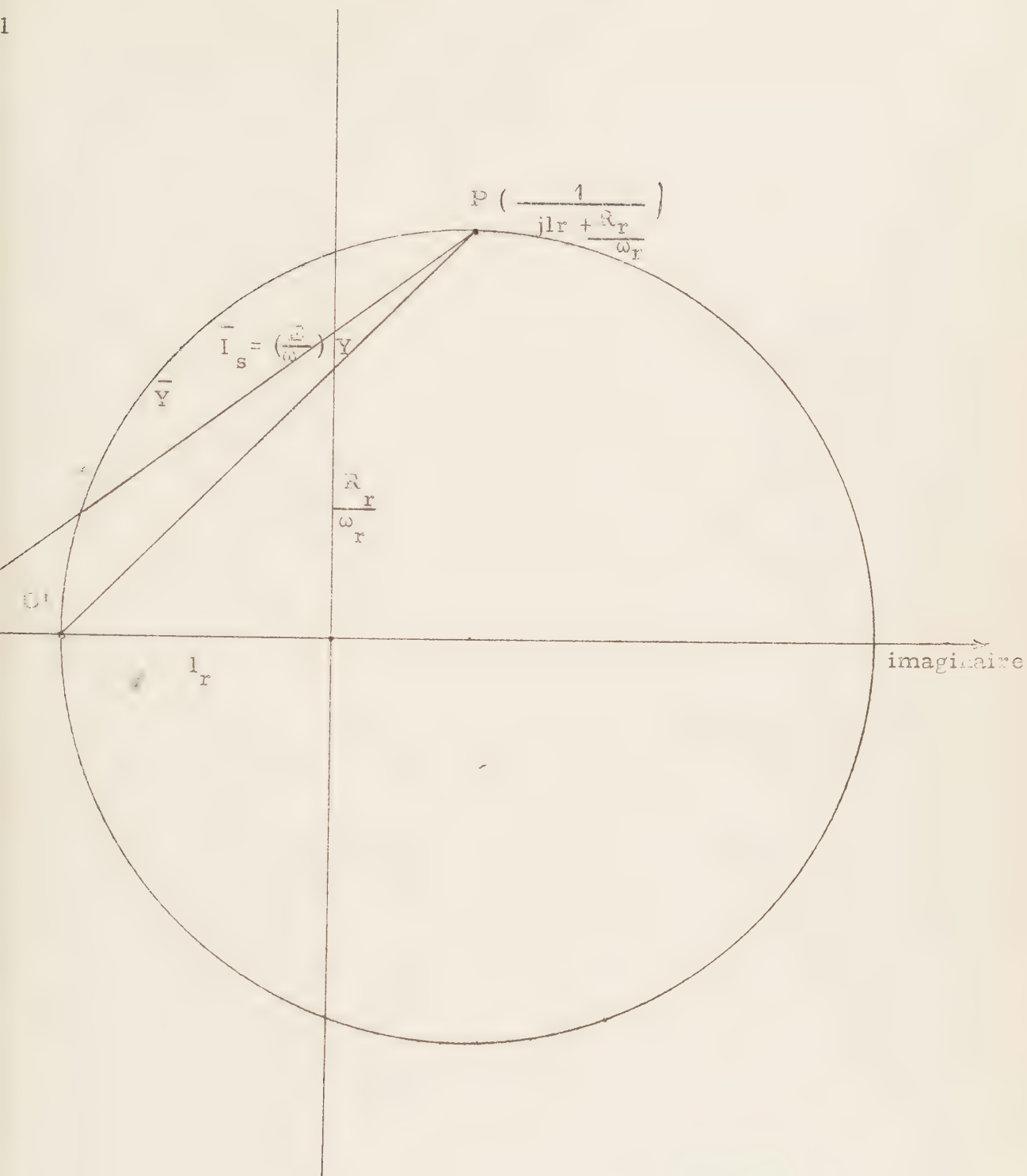


Figure IV.5

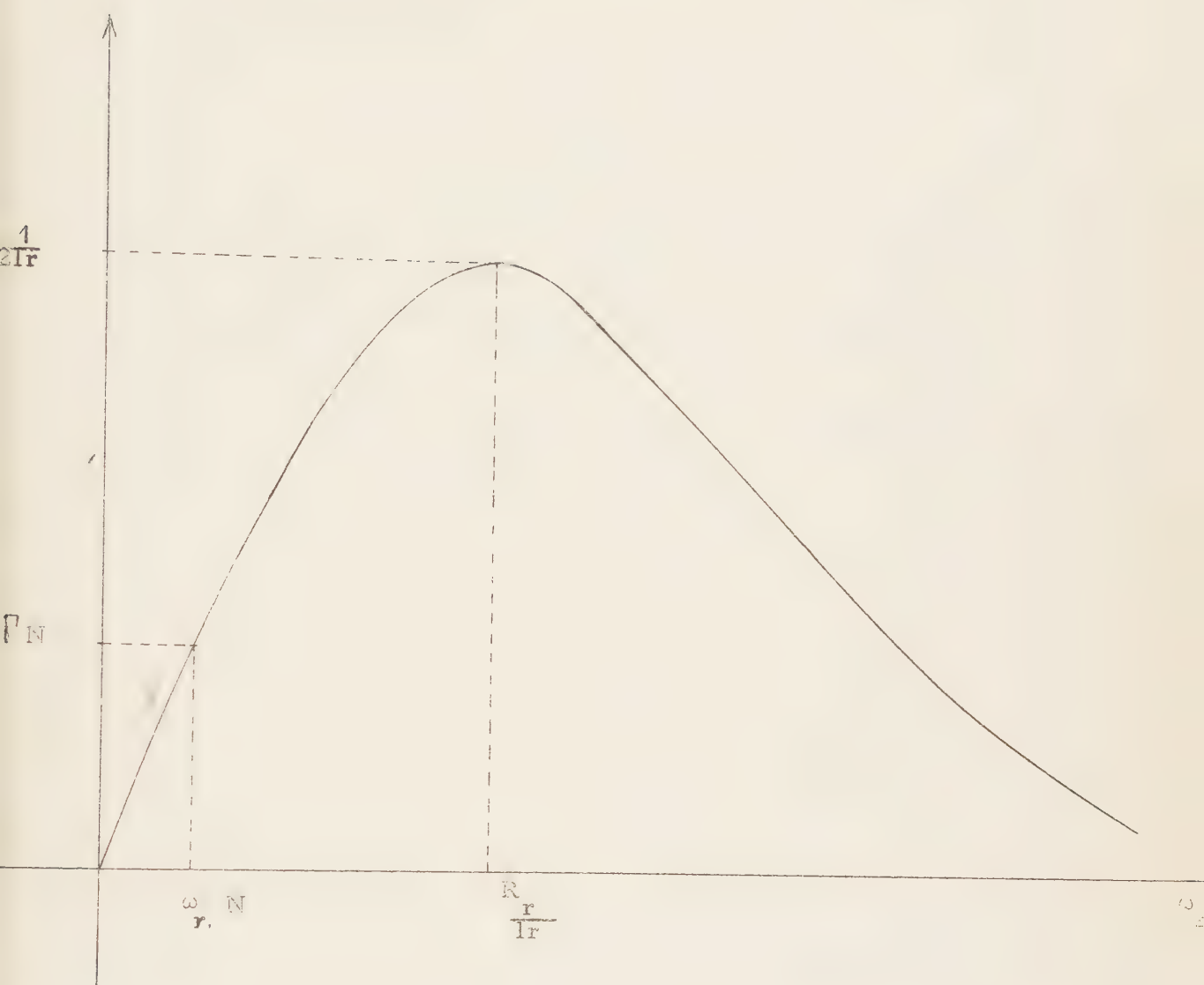


Figure IV.6

Le maximum du couple est obtenu pour $R_r = \frac{1}{\omega_r}$ soit

$$\omega_r = \frac{R_r}{\frac{1}{r}} \quad \text{et vaut :}$$

$$\Gamma_M = 3 p \left(\frac{E}{\omega_s} \right)^2 \frac{1}{2 \frac{1}{r}}$$

Ce maximum est élevé et vaut environ quatre fois le couple nominal de la machine si le flux d'entrefer est le flux nominal de la machine.

On voit d'autre part qu'au voisinage de l'origine on peut assimiler la courbe $\Gamma(\omega_r)$ à une droite.

Calculons donc la pente à l'origine de cette courbe lorsque ω_r tend vers zéro on peut négliger le rapport :

$$\frac{\frac{1}{r} \omega_r}{\frac{1}{r}} \quad \text{devant son inverse} \quad \frac{R_r}{\frac{1}{r} \omega_r}.$$

Donc au voisinage de l'origine on a :

$$\Gamma \approx 3 p \left(\frac{E}{\omega_s} \right)^2 \frac{1}{\frac{1}{r}} \cdot \frac{1}{\frac{R_r}{\omega_r \frac{1}{r}}} = 3 p \left(\frac{E}{\omega_s} \right)^2 \frac{\omega_r}{R_r}$$

Par conséquent pour de faibles valeurs de ω_r , et pour un moteur asynchrone fonctionnant à flux constant, il sera toujours possible d'assimiler la caractéristique $\Gamma(\omega_r)$ à la droite :

$$\Gamma = 3 p \left(\frac{E}{\omega_s} \right)^2 \frac{\omega_r}{R_r} \quad (\text{IV.11})$$

3.3 - Réalisation de l'alimentation à flux constant :

Nous venons de voir l'intérêt du fonctionnement à flux d'entrefer constant pour une machine asynchrone alimentée à fréquence variable. Voyons maintenant comment le réaliser. Ceci n'est pas facile car, alors que la tension d'alimentation est immédiatement accessible, le flux d'entrefer lui ne l'est pas.

Considérons la relation :

$$\bar{V}_s = E + (R_s + j l_s \omega_s) \bar{I}_s. \quad (\text{Figure IV.7})$$

qui s'écrit aussi

$$\frac{V_s}{\omega_s} = \left(\frac{E}{\omega_s} \right) + \left(\frac{R_s}{\omega_s} + j l_s \right) \bar{I}_s.$$

Donc si $\left(\frac{E}{\omega_s} \right)$ est constant nous avons

$$\bar{V}_s = \left(\frac{E}{\omega_s} \right) \omega_s + (R_s + j l_s \omega_s) \bar{I}_s$$

$$\bar{V}_s = \left(\frac{E}{\omega_s} \right) \omega_s + (R_s + j l_s \omega_s) \left(\frac{E}{\omega_s} \right) \left(\frac{1}{jM} + \frac{1}{j l_s + \frac{R_r}{\omega_r}} \right)$$

V_s dépend donc à la fois de ω_s et de I_s qui intervient à la fois par son module et sa phase. La loi de variation de V_s pour obtenir un flux d'entrefer constant, quelle que soit la fréquence d'alimentation et le courant absorbé, est donc assez compliquée.

Nous ne réaliserons donc que de façon approchée un fonctionnement à flux d'entrefer constant. On remarquera pour cela que pour $I_s = C$ la tension V_s est proportionnelle à ω_s d'une part, et que d'autre part V_s est croissant en fonction de I_s . Nous écrirons donc que la tension d'alimentation est proportionnelle à ω_s et (I_s) soit :

$V_s = k_1 \omega_s + k_2 |I_s|$ ce qui revient à admettre que la chute de tension statorique est proportionnelle au courant absorbé, k_1 est égal à $\left(\frac{E}{\omega_s} \right)$ et donc déterminé d'avance, quant à k_2 il sera déterminé à partir de la tension et du courant nominaux de la machine.

Ceci donne dans le plan $V_s (I_s)$ une famille de droites parallèles (figure IV.8) dépendant du paramètre ω_s .

Ce type de régulation est facile à réaliser notamment dans le cas où la source d'alimentation est un alternateur. Il suffit en effet dans ce cas de réguler le courant d'excitation.

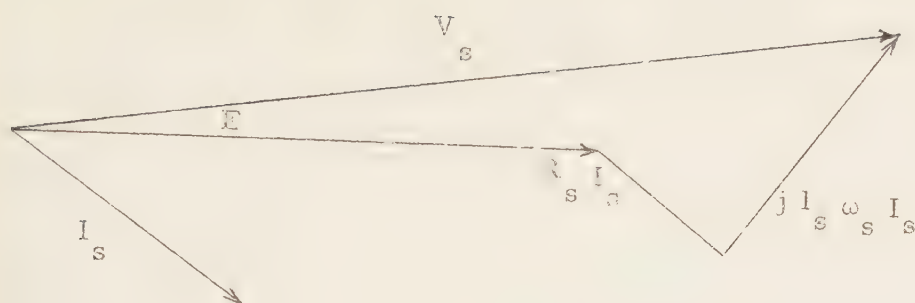


Figure IV.7

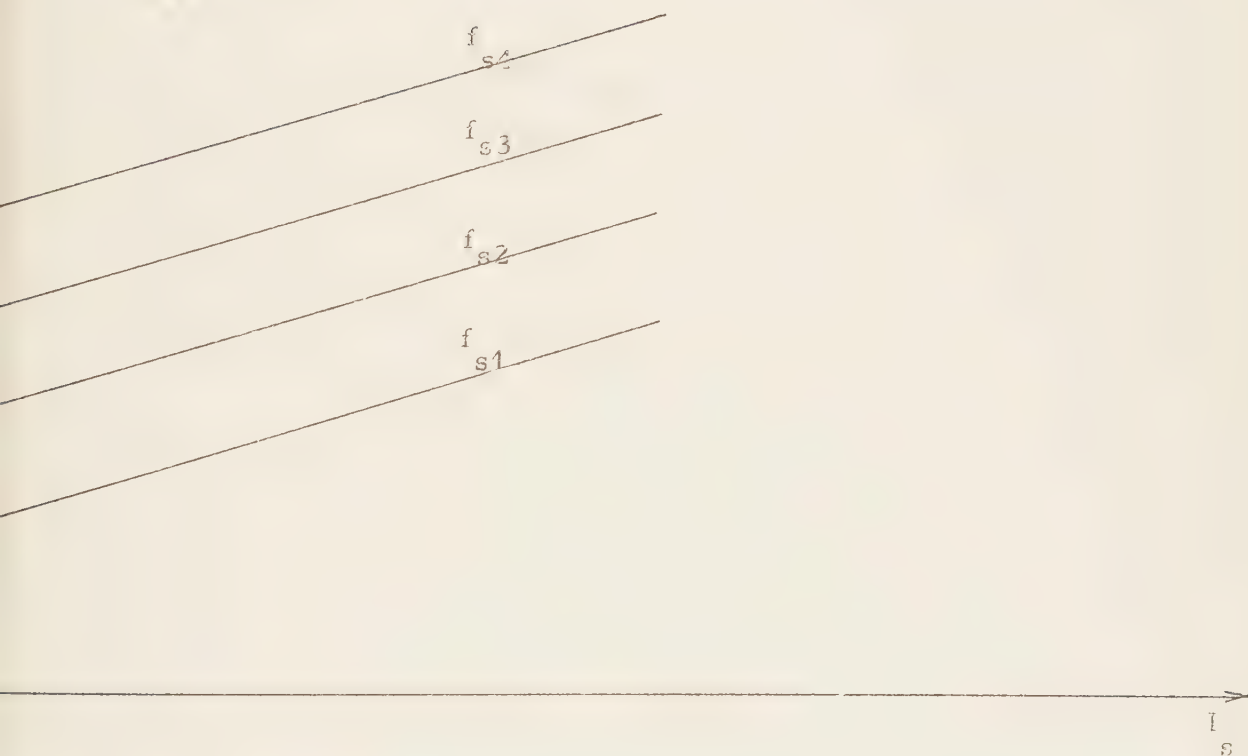


Figure IV.8

CHAPITRE V

ADAPTATION DU CYCLOCONVERTISSEUR

A L'ALIMENTATION DE MACHINES ASYNCHRONES

FONCTIONNANT A FLUX D'ENTREFER CONSTANT

Nous avons vu au chapitre III que, pour obtenir un fonctionnement correct du cycloconvertisseur alimentant un moteur asynchrone, il fallait déphaser l'onde de tension en avant de l'onde de courant d'un angle φ qui dépend de la charge du moteur.

D'autre part, nous venons de voir qu'il est intéressant d'alimenter une machine asynchrone à flux d'entrefer constant.

Nous allons montrer maintenant que, dans l'hypothèse d'un moteur fonctionnant à flux d'entrefer constant, il est possible de concevoir un système d'élaboration de la tension de commande v_1 à partir du couple ou du courant absorbé par la machine à induction.

1 - Expression de φ en fonction de ω_r

Nous désignerons par φ le déphasage entre la tension de phase V_s et le courant absorbé I_s par la machine asynchrone en régime sinusoïdal.

Considérons le diagramme vectoriel de la figure V.1 où nous avons pris comme origine des phases la force électromotrice d'entrefer E . Nous voyons que l'angle φ cherché est la somme de l'angle ψ de déphasage entre E et $\bar{I}_s$ et de l'angle α de déphasage entre E et $\bar{V}_s$.

La réactance de fuite ω_s et la résistance statorique R_s sont généralement suffisamment faibles pour que l'on puisse négliger α devant ψ .

Nous avons d'autre part :

$$\bar{I}_s = \left(\frac{E}{\omega} \right) \left[\frac{1}{jM} + \frac{1}{j l_r + \frac{R_r}{\omega_r}} \right] \quad (IV.2)$$

Nous en déduisons :

$$\operatorname{tg} \varphi \approx \operatorname{tg} \psi = \frac{M R_r^2 + (M l_r^2 + M^2 l_r) \omega_r^2}{M^2 R_r \omega_r} \quad (V.1)$$

Ce qui nous donne la courbe de variations de φ en fonction de ω_r de la figure V.2, laquelle admet deux extréma,

$$\omega_r^2 = \frac{R_r^2}{l_r^2 + M l_r}$$

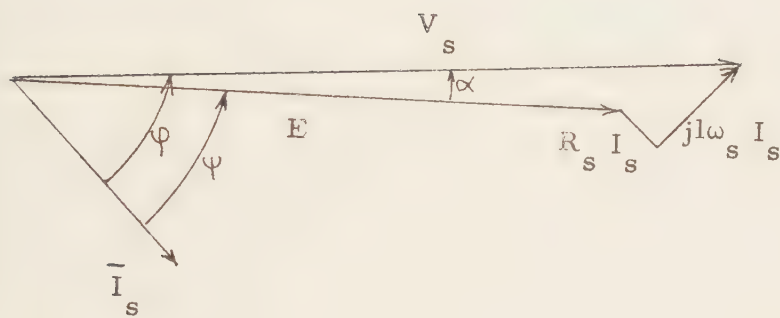


Figure V.1

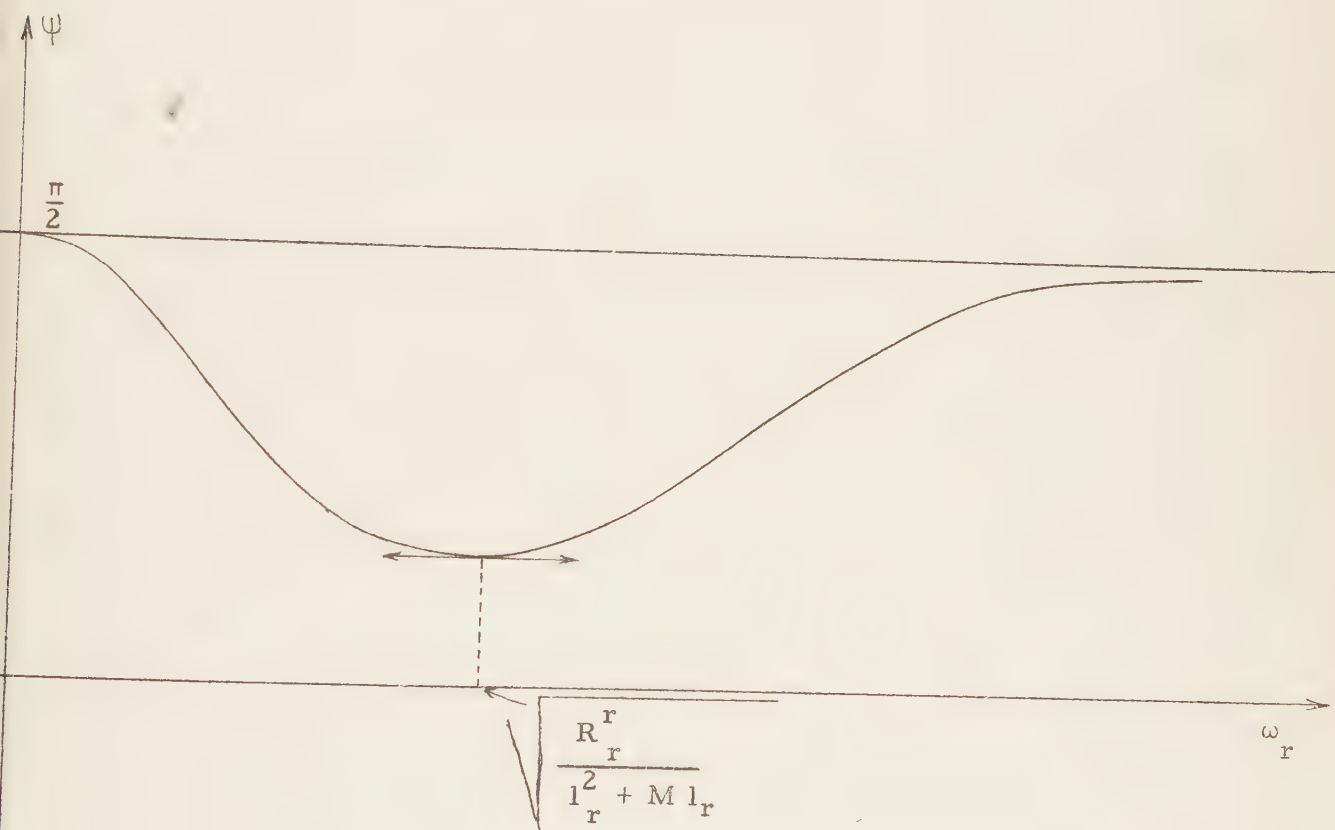


Figure V.2

2 - Expression de Ψ en fonction de Γ :

Au chapitre IV nous avons vu que, lorsqu'une machine à induction fonctionnait à flux d'entrefer constant, il était possible d'assimiler la caractéristique $\Gamma(\omega_r)$ à sa tangente à l'origine et d'écrire :

$$\Gamma = 3 p \left(\frac{E}{\omega_s} \right)^2 \frac{\omega_r}{R_r} .$$

Γ étant proportionnel à ω_r , nous en déduisons directement l'expression de Ψ en fonction de Γ :

$$\text{tg } \Psi = \frac{M R_r^2 + (M l_r^2 + M^2 l_r) \left[\frac{R_r \Gamma}{3 p \left(\frac{E}{\omega_s} \right)} \right]^2}{\frac{M^2 R_r^2 \Gamma}{3 p \left(\frac{E}{\omega_s} \right)^2}} \quad (V.2)$$

3 - Expression de la tension de commande v_1 en fonction du couple Γ :

Nous avons vu au chapitre III que le déphasage de l'onde de tension créé par la tension de commande v_1 lui était inversement proportionnelle et pouvait s'écrire :

$$\Psi = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{12} v_1 .$$

donc, en admettant que $\varphi = \Psi$ nous devons avoir :

$$v_1 = \frac{12}{\pi} \left(\frac{\pi}{12} - \Psi \right)$$

v_1 étant exprimé en volts et Ψ en radians soit encore, en remplaçant Ψ par sa valeur en fonction de ω_r ,

$$v_1 = \frac{12}{\pi} \left[\frac{\pi}{2} - \text{Arc tg } \frac{M R_r^2 + (M l_r^2 + M^2 l_r) \omega_r^2}{M^2 R_r \omega_r} \right] \quad (V.3)$$

Et nous avons donc alors la caractéristique $v_1 (\omega_r)$ de la figure V.3

Ou encore, en remplaçant ω_r par sa valeur en fonction de Γ :

$$v_1 = \frac{12}{\pi} \left\{ \frac{\pi}{2}, - \text{Arc tg} \frac{M R_r^2 + (M l_r^2 + M^2 l_r) \left[\frac{R_r \Gamma}{3p \left(\frac{E}{\omega_s}\right)^2} \right]^2}{\frac{M^2 R_r^2 \Gamma}{3p \left(\frac{E}{\omega_s}\right)^2}} \right\} \quad (V.4)$$

A cette expression correspond la caractéristique $v_1 (\Gamma)$ de la figure V.4.

Cette caractéristique nous a donné l'idée d'élaborer la tension de commande v_1 à partir d'une image du couple.

Pour cela nous avons utilisé un capteur de torsion qui nous a fourni une image de Γ sous la forme d'une tension continue proportionnelle au couple. Nous désignerons par la suite cette tension par v_Γ . (Figure V.5)

Nous approcherons donc la caractéristique calculée $v_1 (\Gamma)$ par une fonction à deux paliers qui constitue une sorte de "diagramme asymptotique" de la fonction $v_1 (\Gamma)$ (Figure V.6).

Ceci est facilement réalisable, par exemple par le montage que nous avons représenté sur la figure figure V.7.

Cette méthode d'élaboration de v_1 à partir d'une image du couple est très commode et nous a permis d'obtenir un fonctionnement satisfaisant du cycloconvertisseur quel que soit le régime du moteur.

Ce système présente cependant l'inconvénient de nécessiter l'emploi d'un capteur de torsion dont le prix de revient est assez élevé. Il serait donc plus intéressant d'élaborer v_1 à partir d'une autre grandeur plus commode d'accès que le couple, comme par exemple, l'intensité absorbée par le moteur.

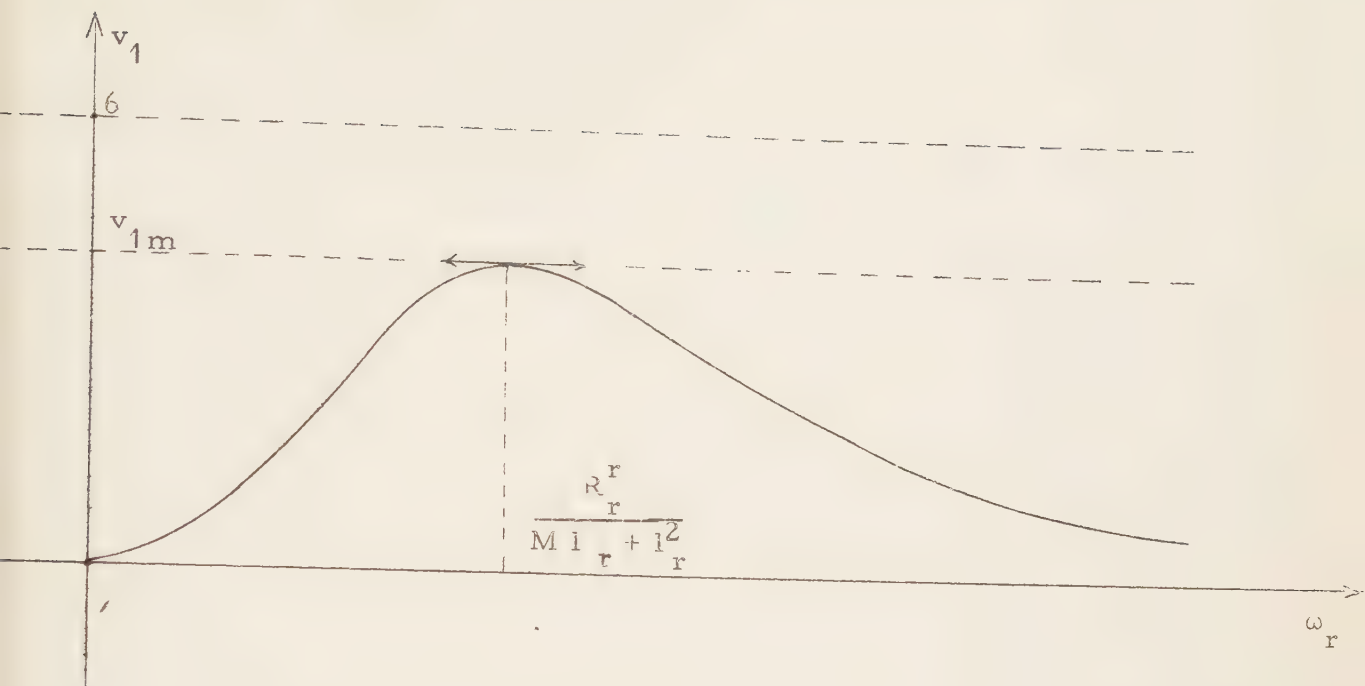


Figure V.3

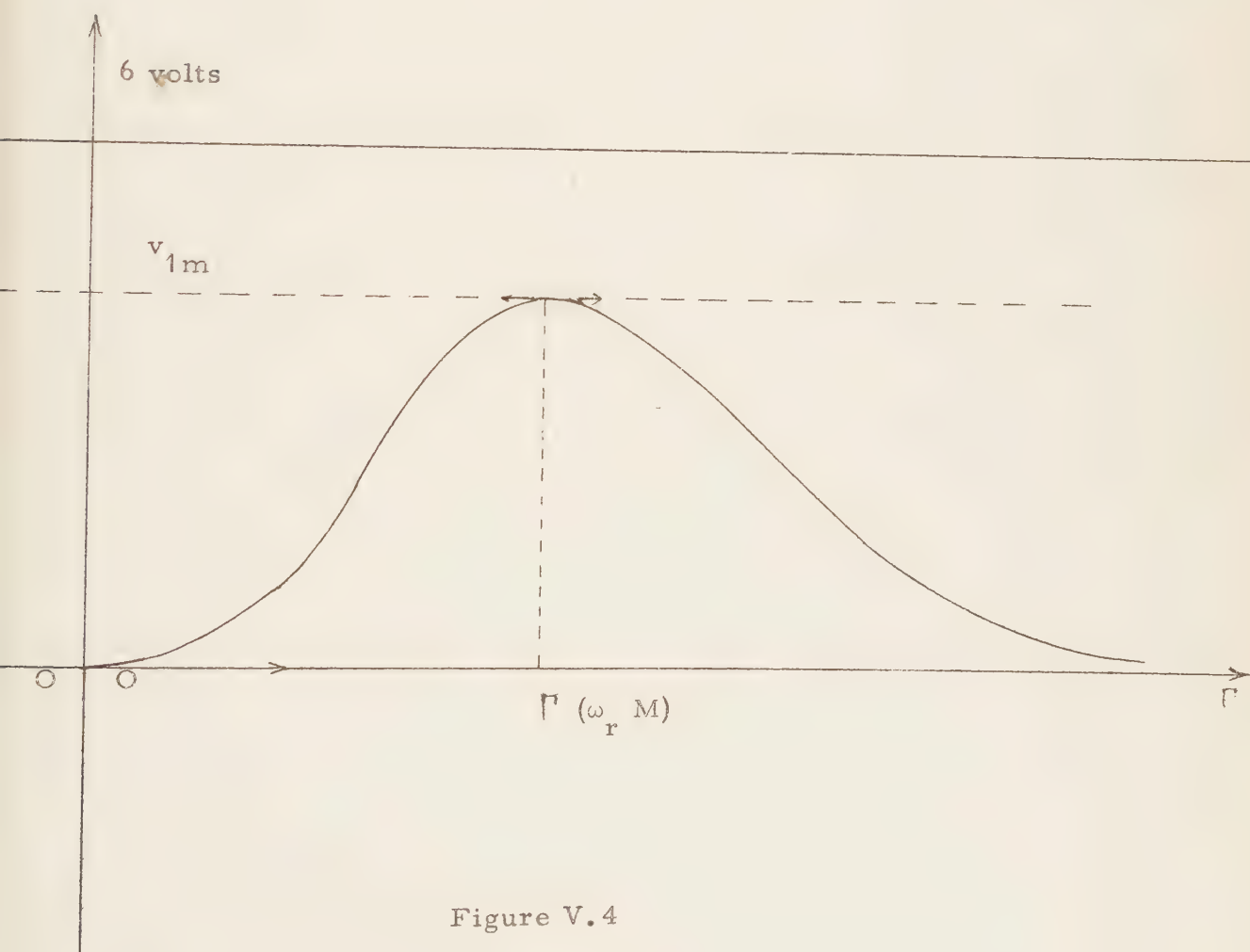


Figure V.4

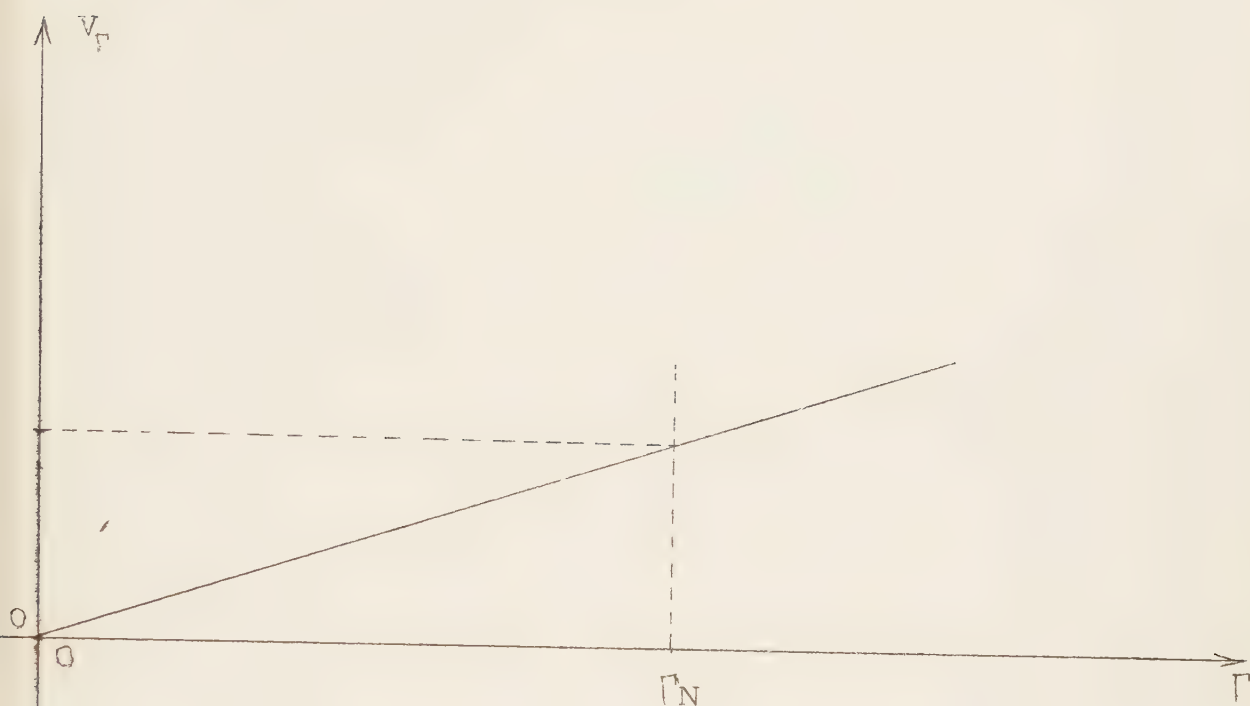


Figure V.5

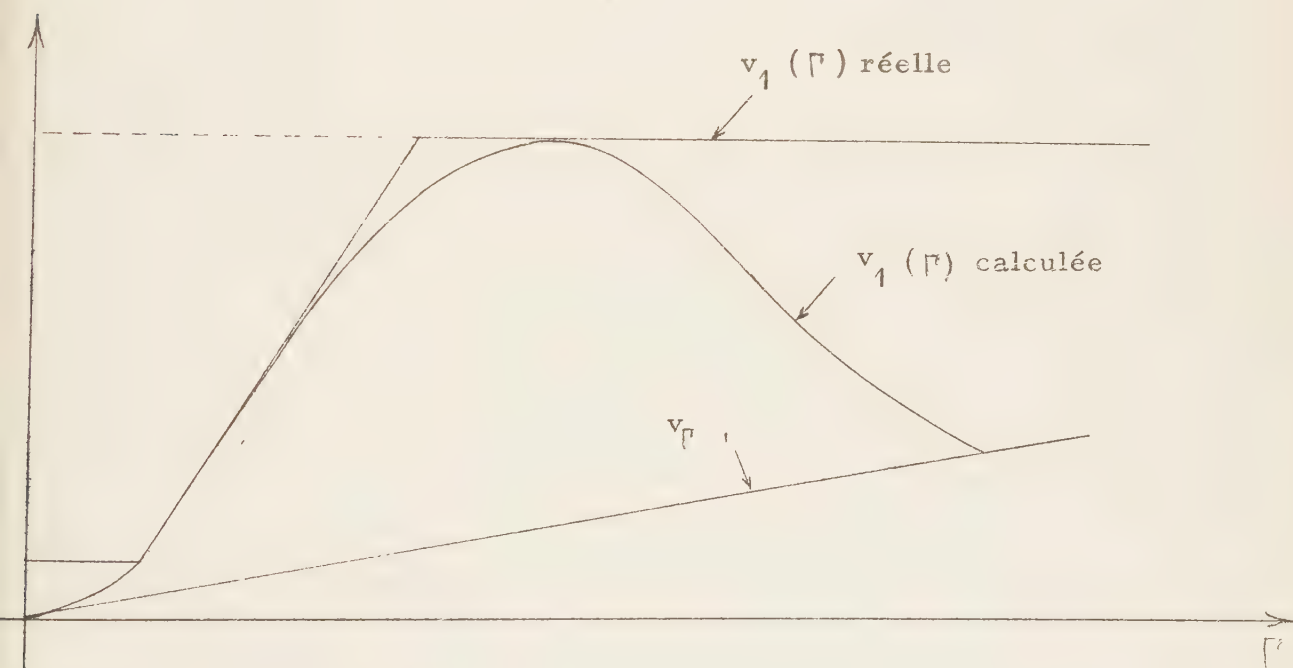


Figure V.6

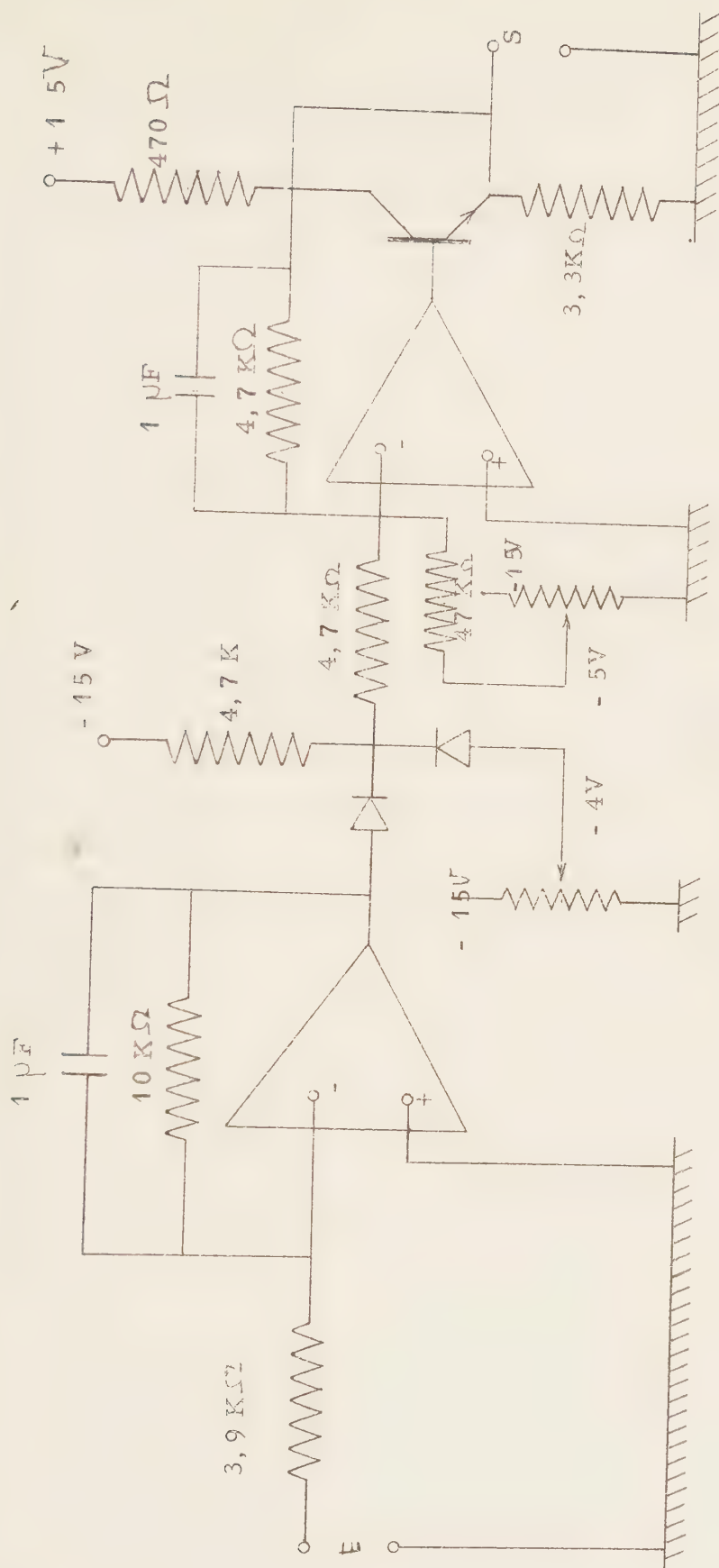


Figure V.7

4 - Définition de v_1 à partir de l'intensité.

Pour un moteur asynchrone, alimenté à flux d'entrefer constant, l'intensité statorique absorbée ne dépend que de la pulsation ω_r des courants rotoriques et s'écrit :

$$\bar{I}_s = \left(\frac{E}{\omega_s} \right) \left[\frac{1}{jM} + \frac{1}{jI_r + \frac{R_r}{\omega_r}} \right]$$

I_s est donc une image de la pulsation ω_r et aussi de E et peut donc servir de point de départ à l'élaboration de la tension de commande v_1 du cyclo-convertisseur.

4.1 - Obtention d'une tension continue image du courant absorbé :

L'élaboration de v_1 à partir de I_s est assujettie à l'obtention d'une tension continue image de l'intensité.

Pour cela une première solution consisterait à prendre la tension aux bornes d'une petite résistance mise en série avec une phase du moteur et à la redresser. Ceci n'est guère possible en raison du faible module de la tension recueillie.

Une autre solution aurait été l'utilisation de transformateurs d'intensités placés à l'entrée du moteur. Elle n'est guère utilisable non plus en raison du mauvais fonctionnement de ces transformateurs pour les basses valeurs de la fréquence. Il nous faut donc trouver une autre solution.

Considérons donc le fonctionnement du cycloconvertisseur. Il n'y a pas accumulation de courant mais simplement changement de la fréquence du fondamental de l'onde d'intensité qui garde la même amplitude. Il nous suffit donc d'obtenir une image des courants au primaire du cycloconvertisseur. Ceci est bien plus facile car ces courants, de plus haute fréquence que ceux du secondaire, sont facilement traités par des transformateurs d'intensité.

Nous avons donc réalisé le montage de la figure V.8, il se compose de trois transformateurs d'intensité dont chacun a son primaire en série avec l'une des phases d'alimentation du cycloconvertisseur. Leurs secondaires alimentent un pont de diodes chargé sur une résistance suffisamment faible pour ne pas perturber le fonctionnement des transformateurs d'intensité.

La tension recueillie aux bornes de R est donc proportionnelle au module de l'intensité absorbée par le cycloconvertisseur et donc aussi à celle qu'absorbe le moteur. Cette tension étant assez riche en harmoniques nous la filtrons au moyen d'un filtre actif passe bas. Nous obtenons donc en fin de compte une tension continue que nous appellerons v_I .

Si nous traçons maintenant la caractéristique $v_I = f(I)$ nous constatons qu'elle est linéaire (figure V.9). Nous pouvons donc, comme avec v_{Γ} , élaborer la tension de commande v_1 à partir de v_I en approchant la caractéristique idéale par une fonction à deux paliers séparés par un segment de droite obtenu par amplification de v_I (figure V.10).

Nous avons réalisé ceci à l'aide du montage de la figure V.11 qui nous a donné la caractéristique $v_1 = f(I)$ de la figure V.12.

5 - Fonctionnement du cycloconvertisseur avec $v_1 = f(I)$

L'élaboration de la tension de commande v_1 à partir d'une image de l'intensité absorbée par le cycloconvertisseur, alimentant une machine asynchrone fonctionnant à flux d'entrefer constant, nous a permis d'obtenir un fonctionnement correct du cycloconvertisseur, quelle que soit la fréquence secondaire et le couple de la machine à induction. On peut le constater sur les enregistrements des figures suivantes:

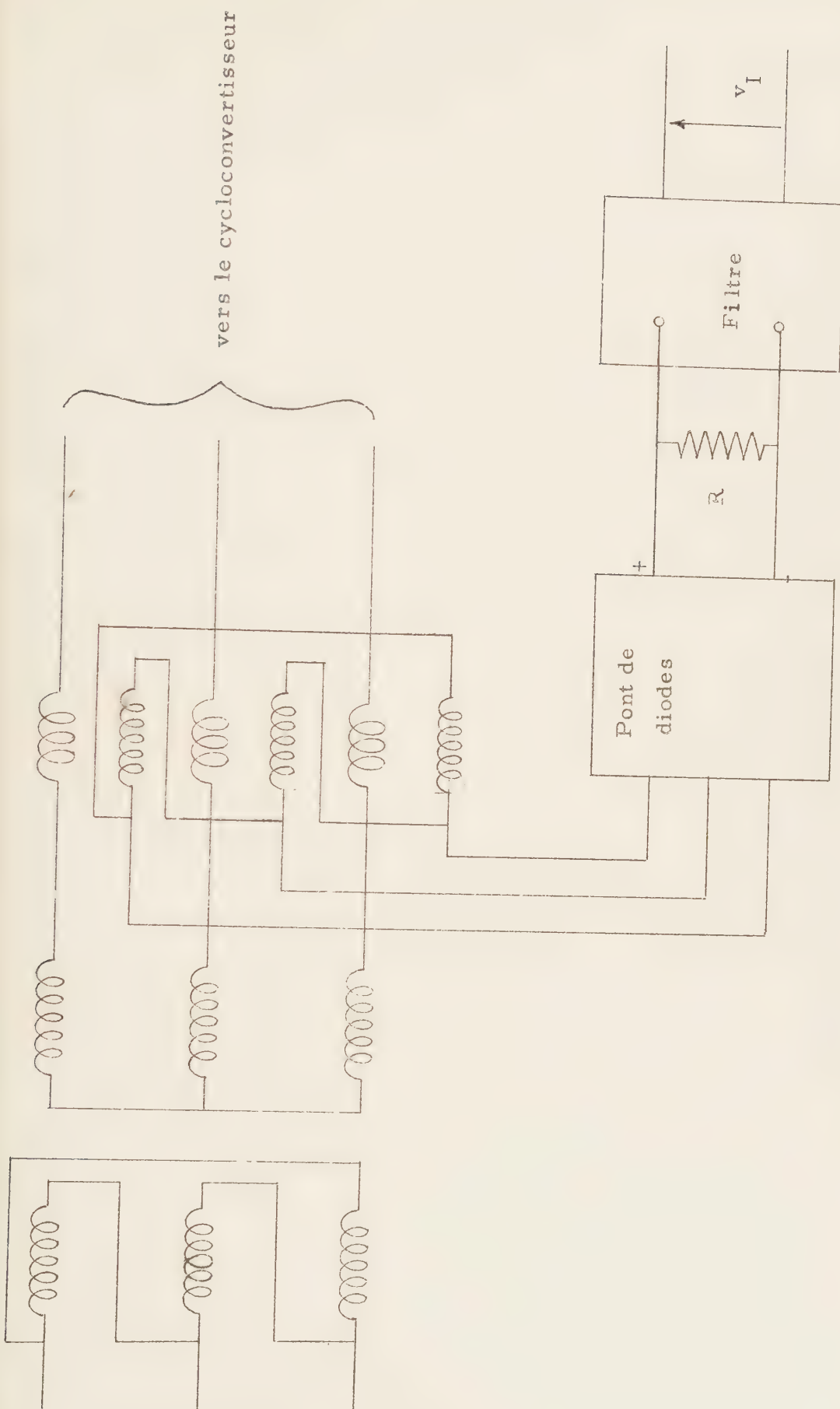
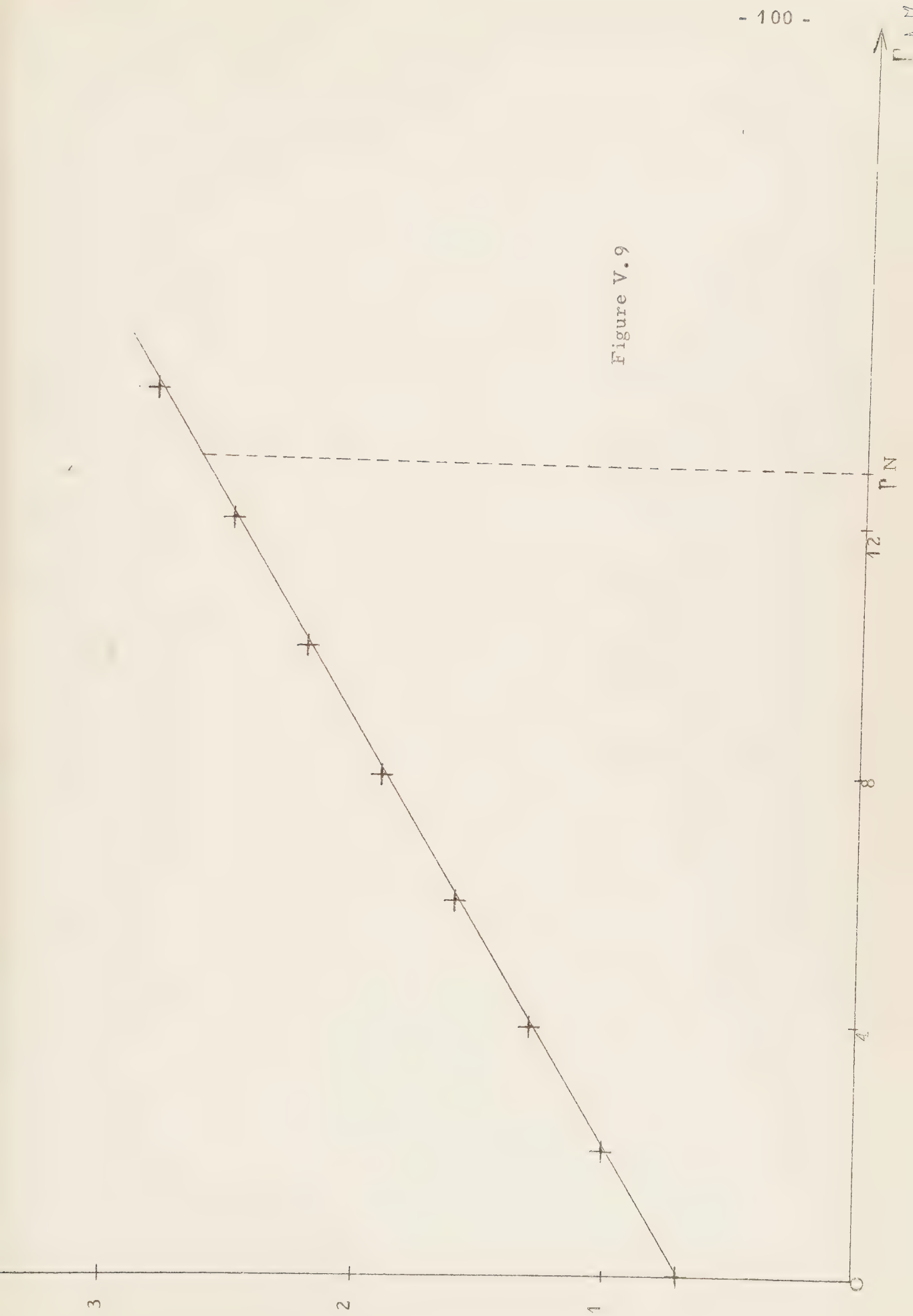


Figure V.8

Figure V.9



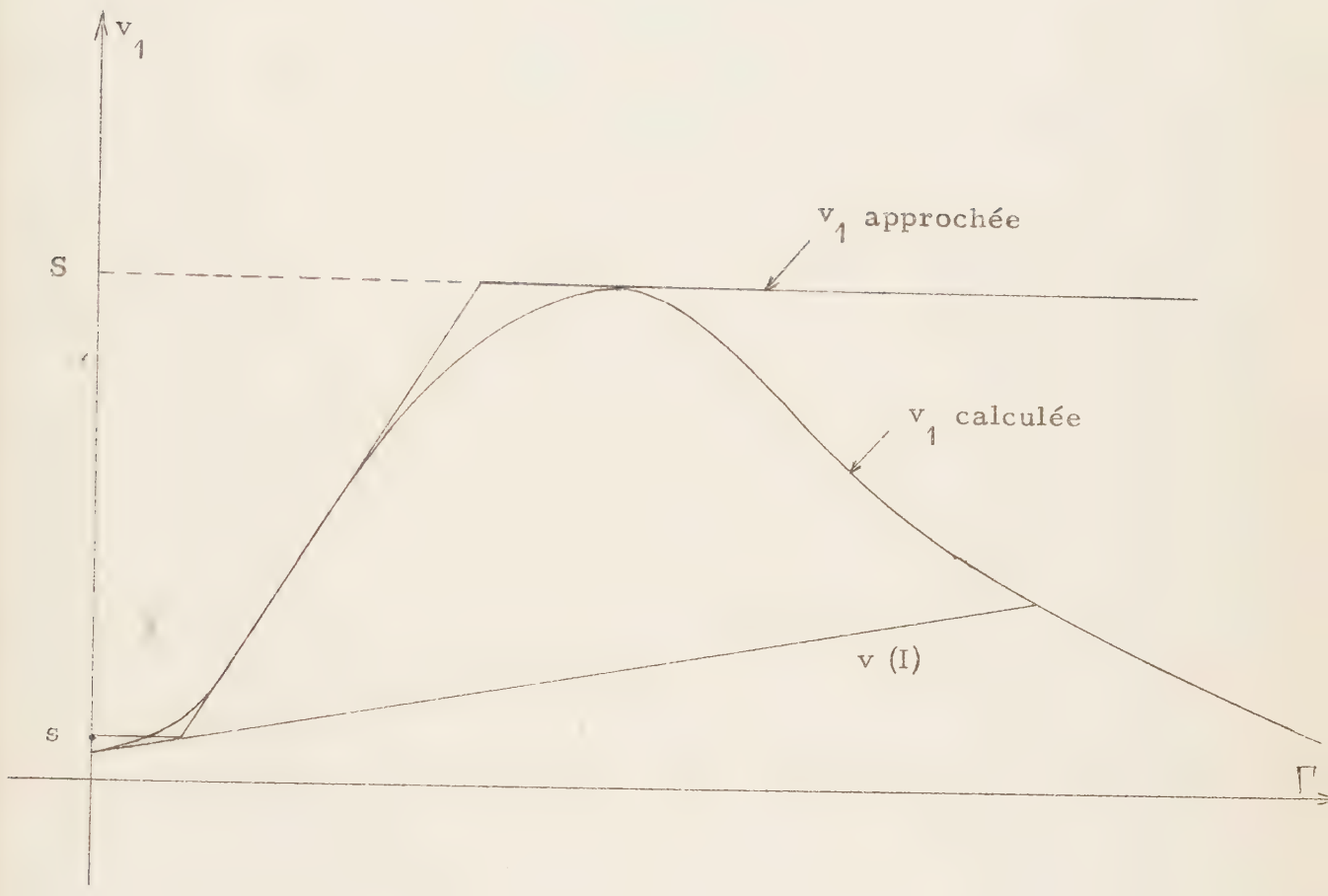


Figure V.10

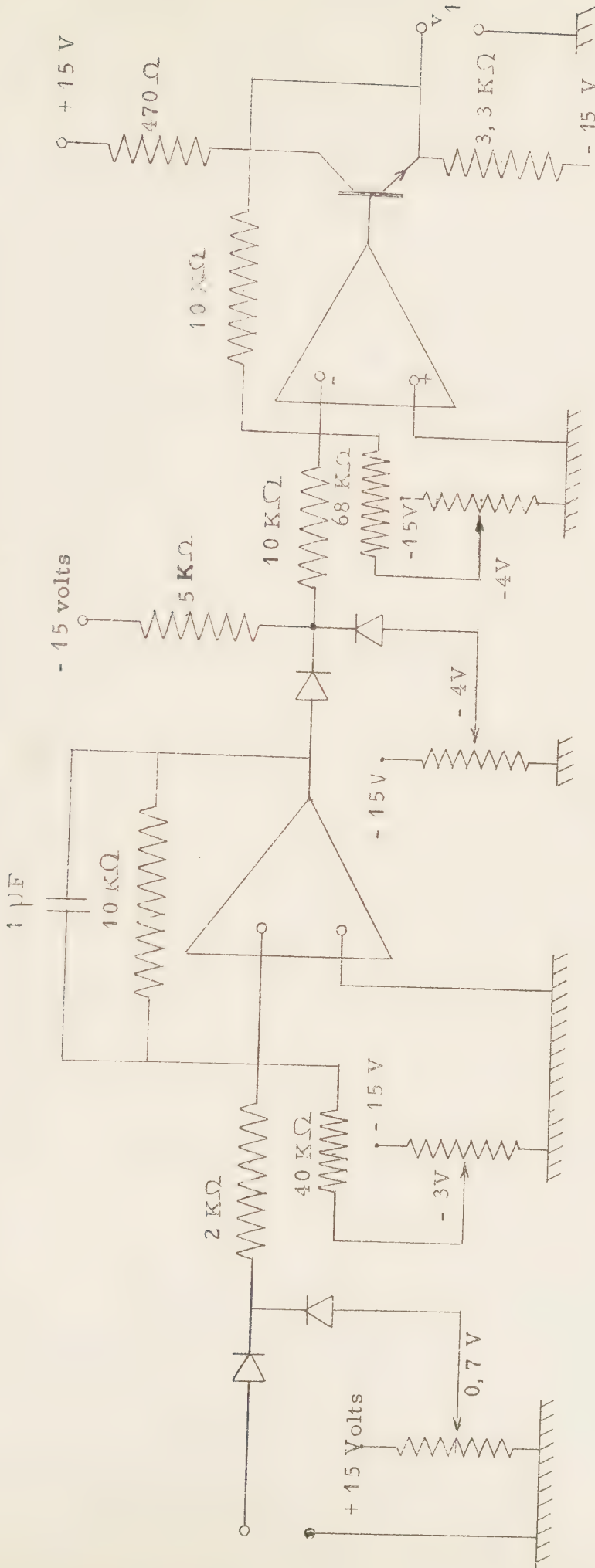
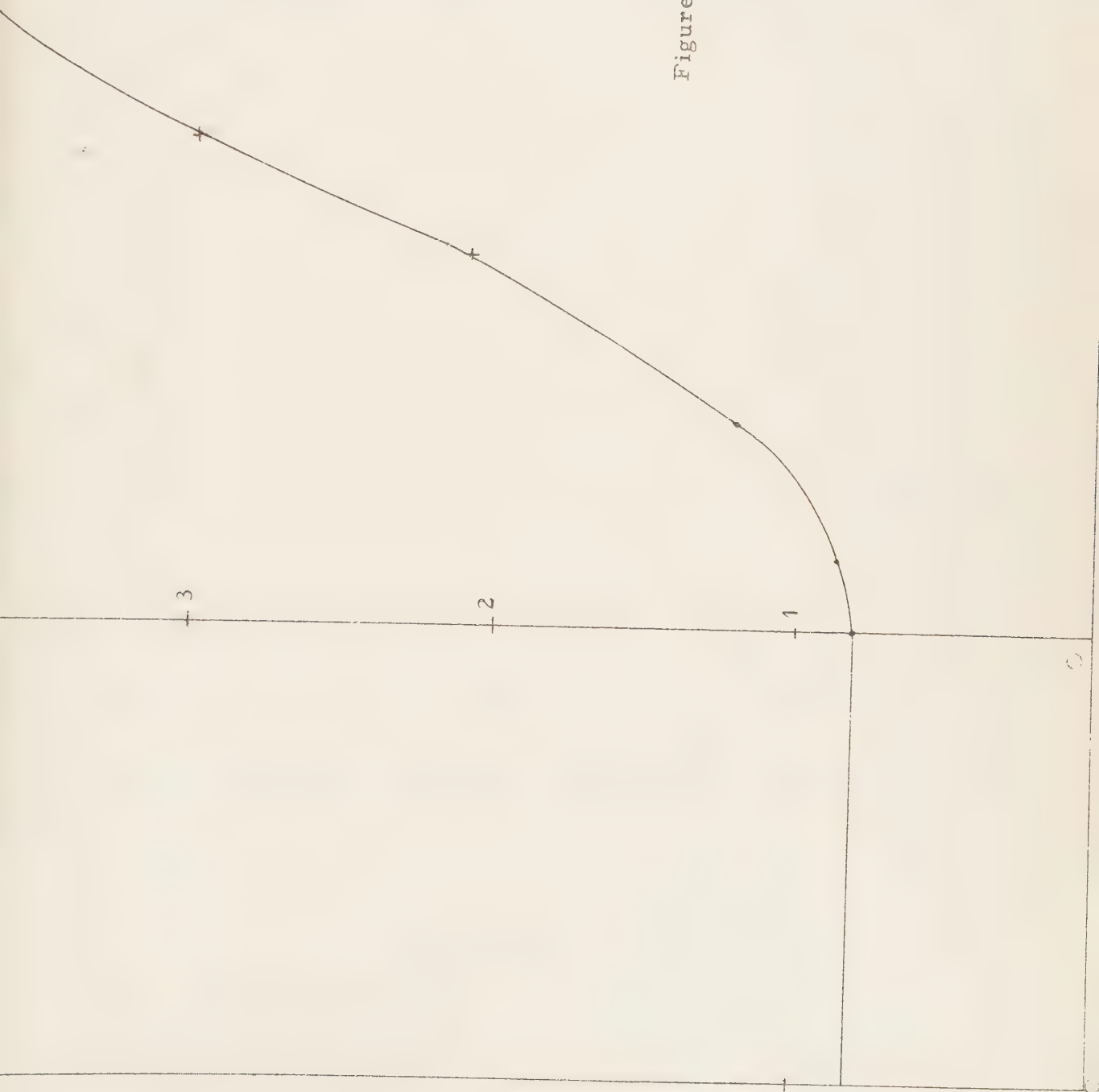


Figure V.11

Figure V.12



$$F = 7,6 \text{ Hz}$$

$$\Gamma \neq 0$$



Figure V.13

$$F = 7,5 \text{ Hz}$$

$$\Gamma = 0,2 \Gamma_N$$

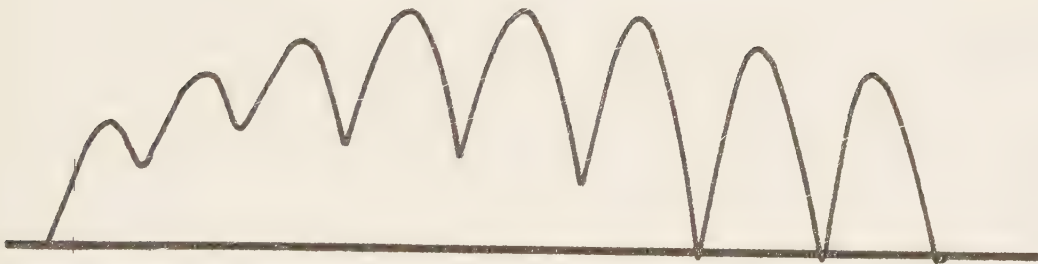


Figure V.14

1. The first part of the paper is devoted to a general discussion of the problem of the existence of solutions of the system of equations (1) under the conditions (2). It is shown that the system (1) has a solution if and only if the conditions (2) are satisfied. The proof is given in the form of a theorem.

2. The second part of the paper is devoted to a detailed analysis of the properties of the solutions of the system (1) under the conditions (2). It is shown that the solutions are unique and that they depend continuously on the data of the problem.

3. The third part of the paper is devoted to a numerical analysis of the system (1) under the conditions (2). It is shown that the system (1) can be solved numerically by the method of finite differences. The results of the numerical calculations are presented in the form of a table.

$$P = 7,5 \text{ Hz}$$

$$\Gamma = 0,5 \Gamma_N$$

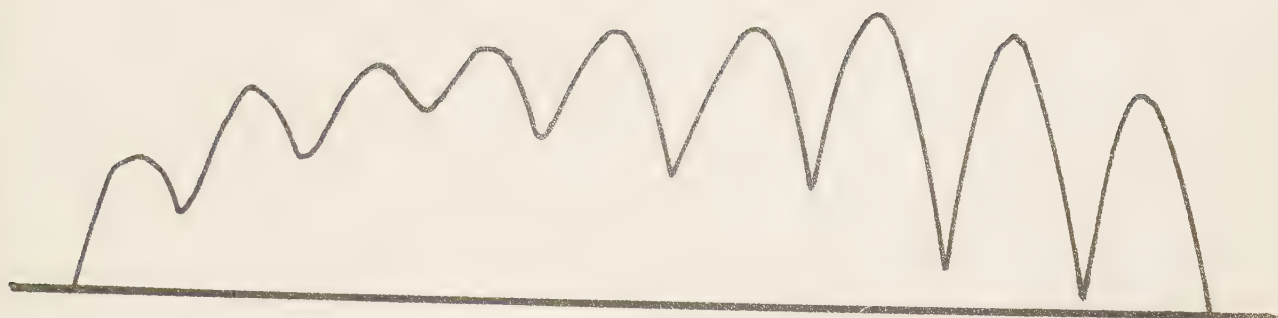


Figure V. 15

$$P = 7,5 \text{ Hz}$$

$$\Gamma = 0,8 \Gamma_N$$

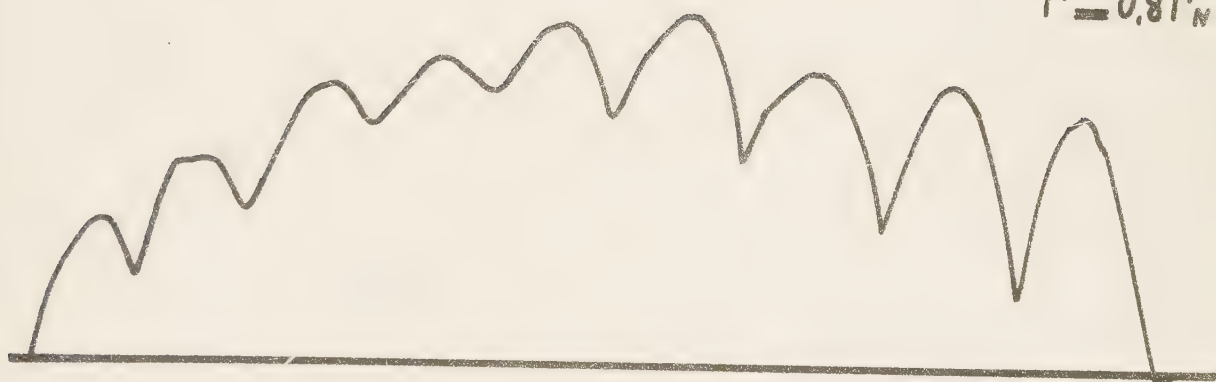


Figure V. 16

$$F = 5 \text{ Hz}$$

$$\Gamma = \Gamma_N$$



Figure V.47

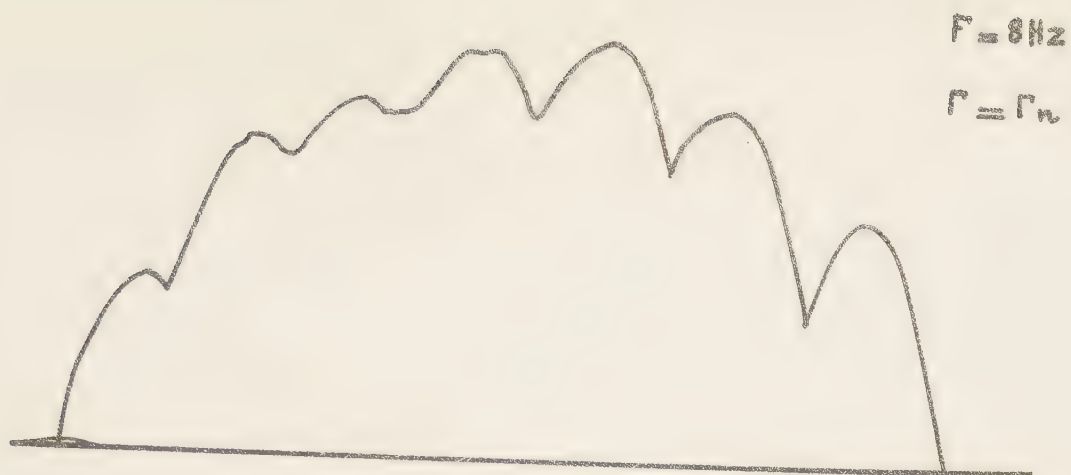


Figure V.18

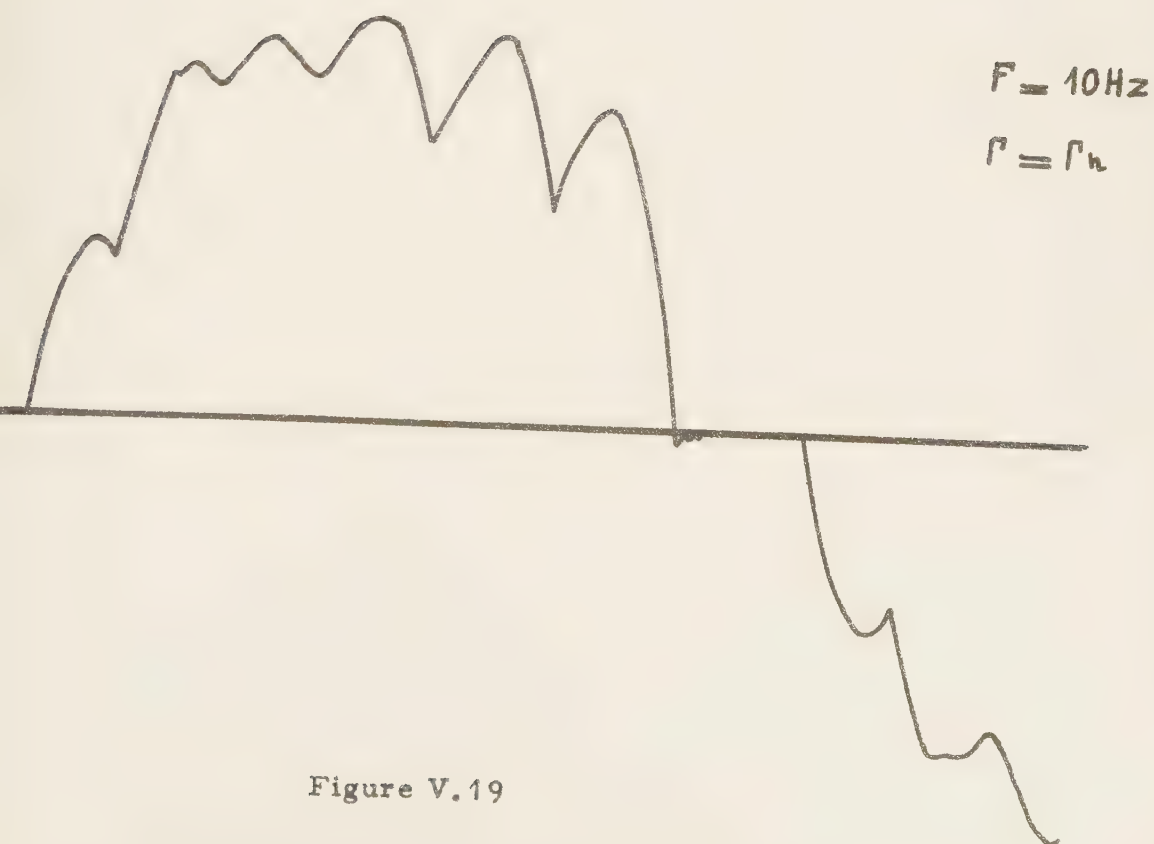


Figure V.19

6 - Résultats obtenus :

Le fonctionnement du moteur asynchrone alimenté par le cycloconvertisseur est maintenant satisfaisant, comme le montrent les planches suivantes. On obtient en effet des rendements comparables à ceux obtenus en alimentant la machine par des tensions sinusoïdales de même fréquence délivrées par un alternateur entraîné à vitesse variable. On notera que le facteur de puissance de l'ensemble cycloconvertisseur-machine à induction, vu du réseau d'alimentation, est satisfaisant.

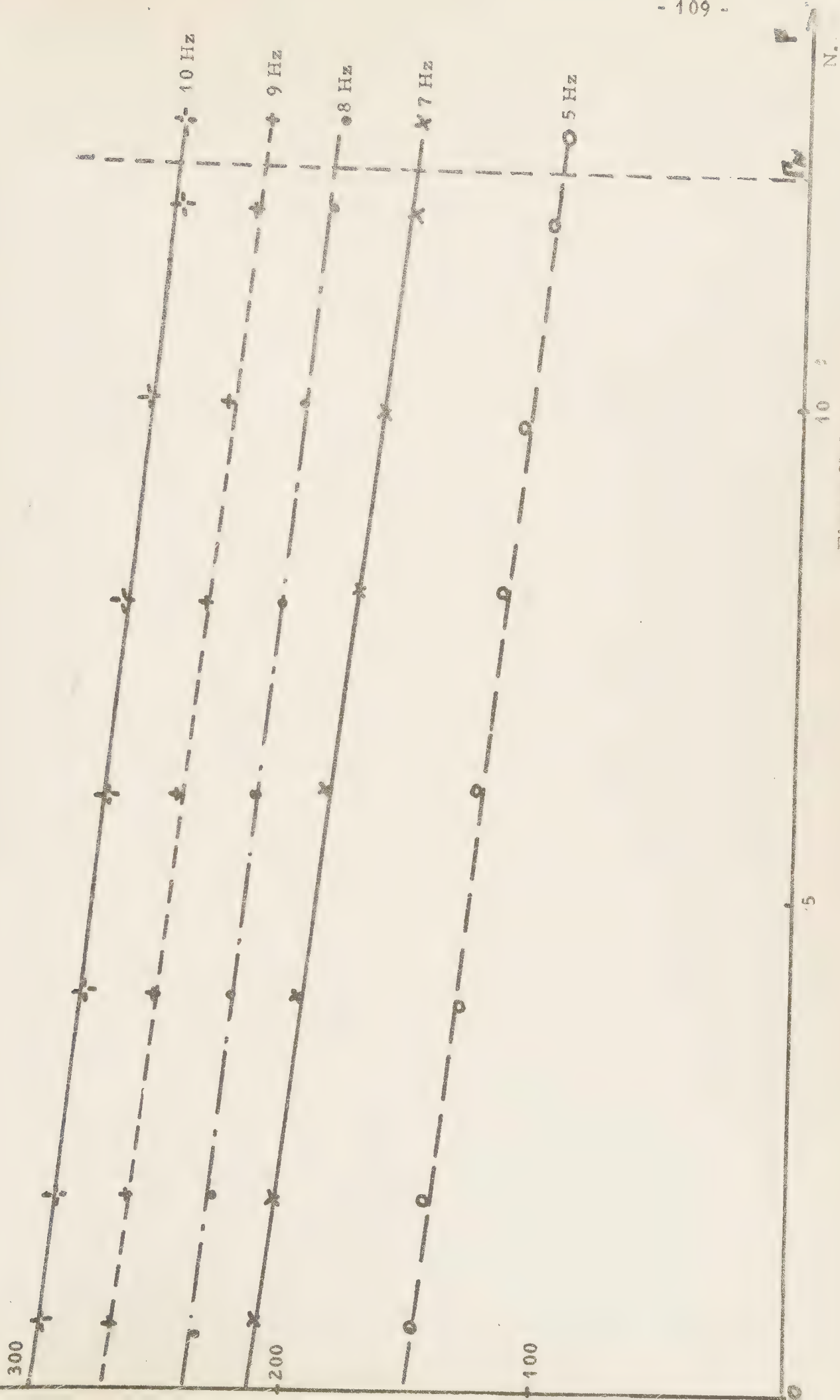


Figure V.20

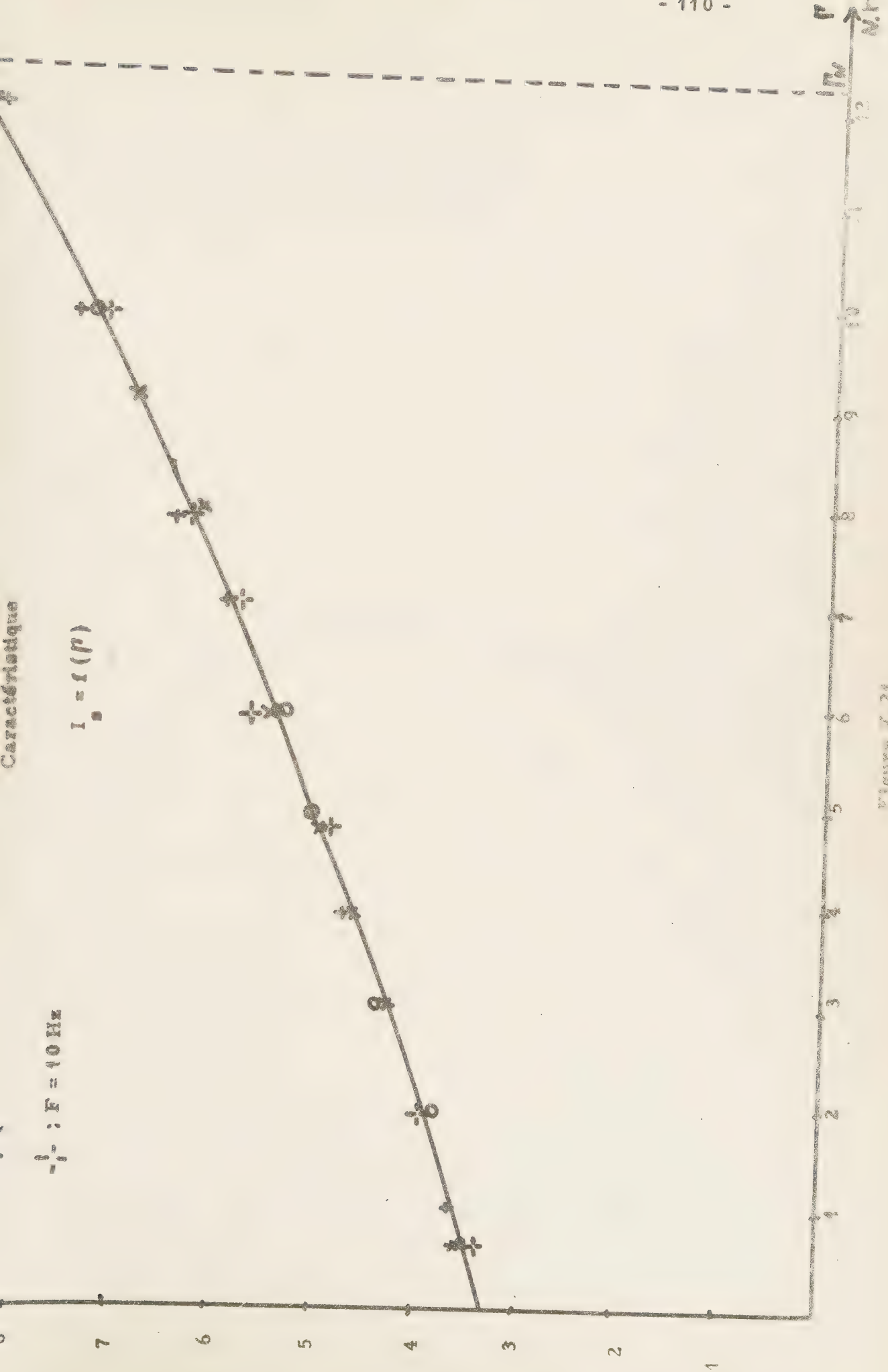


Figure 21

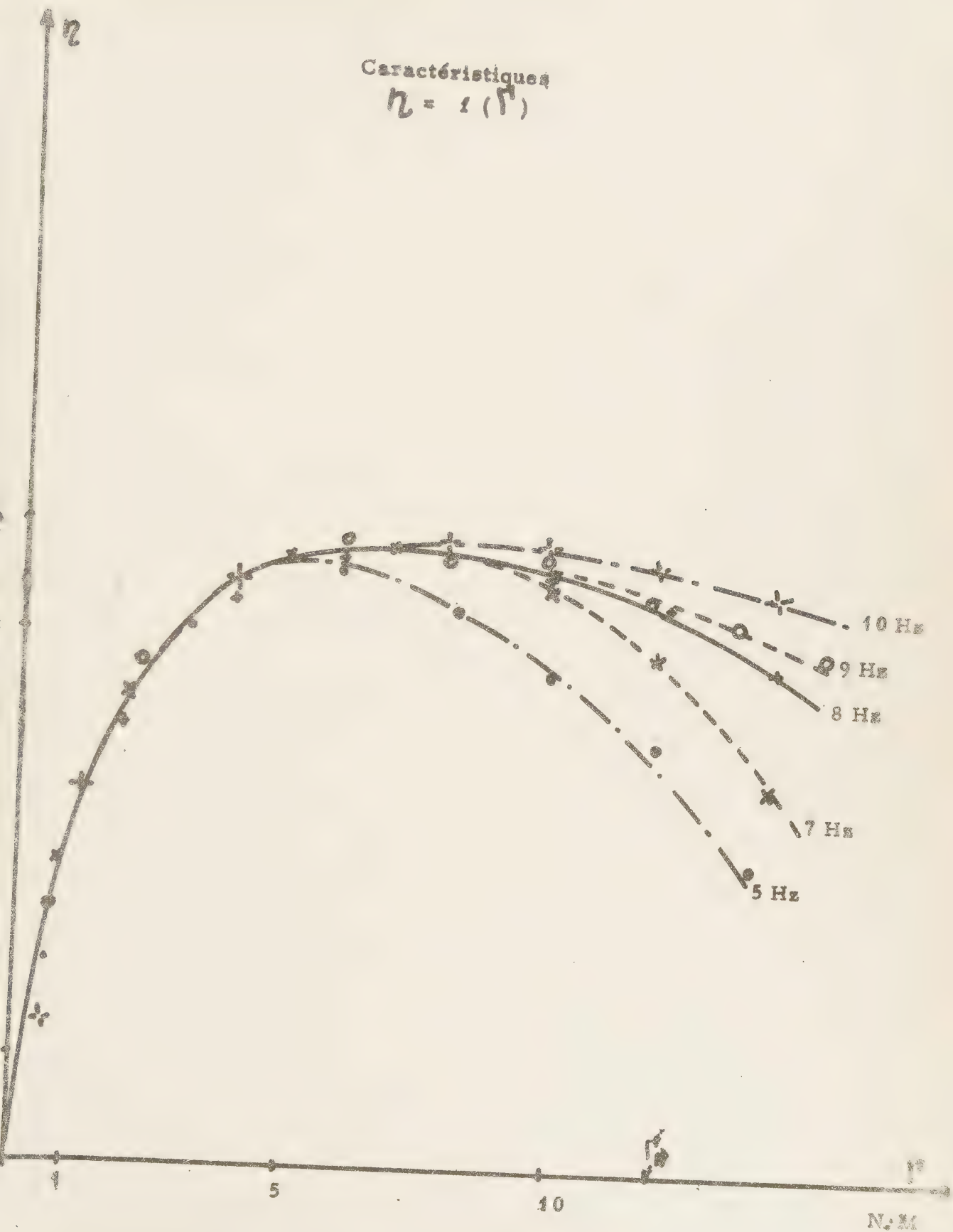


Figure V.22

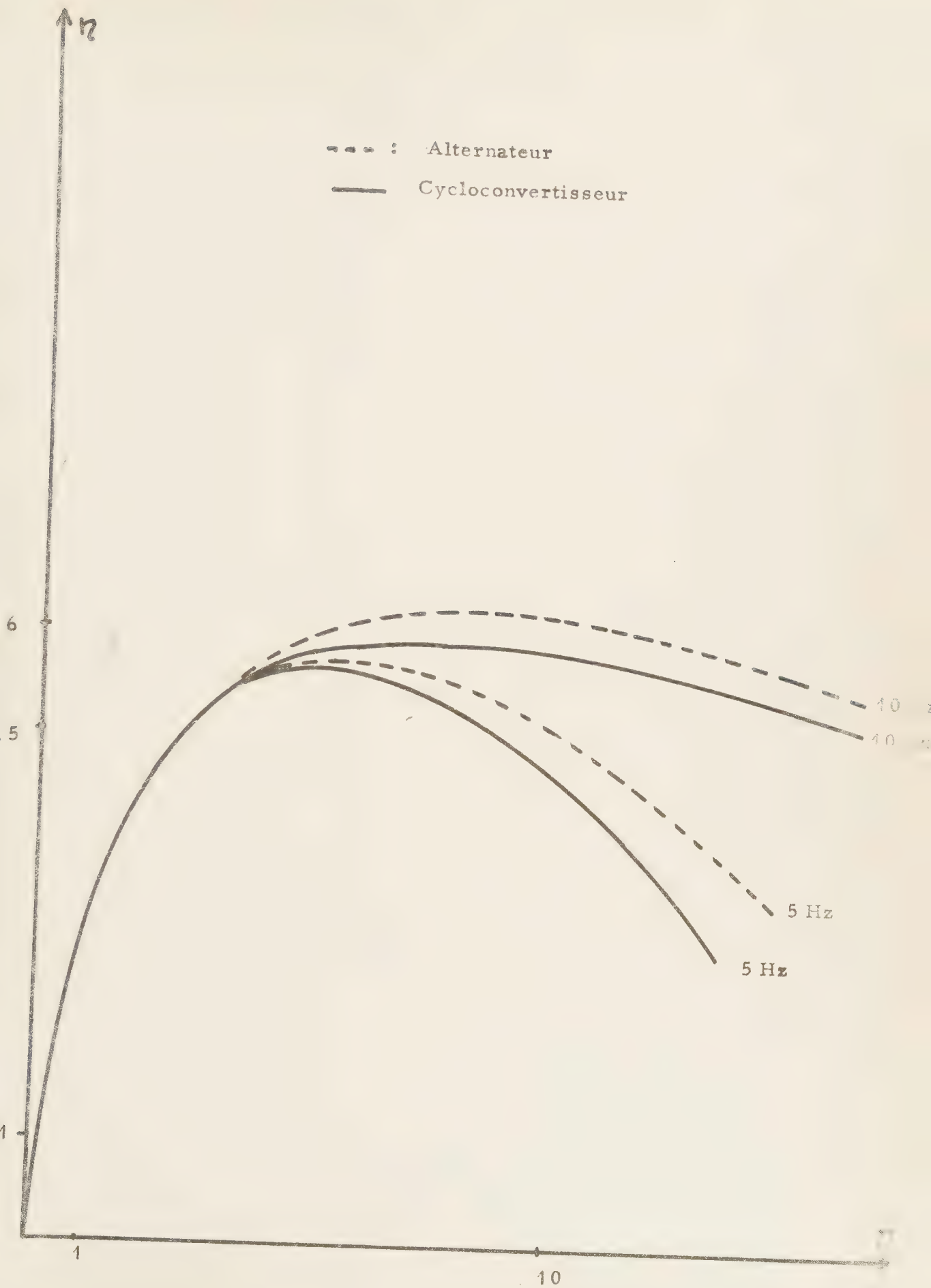


Figure V.23

Rendement de l'ensemble
moteur-cycloconvertisseur

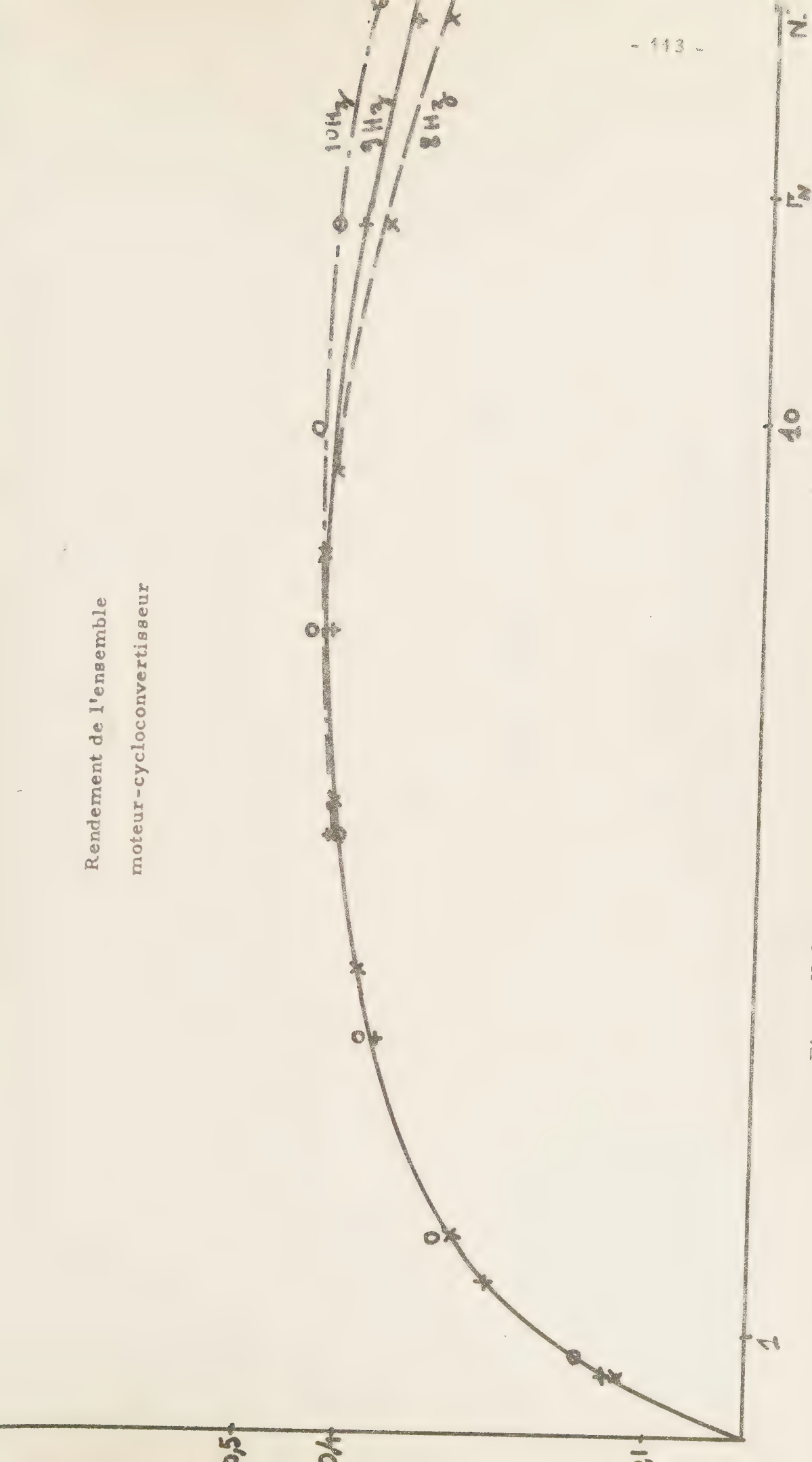
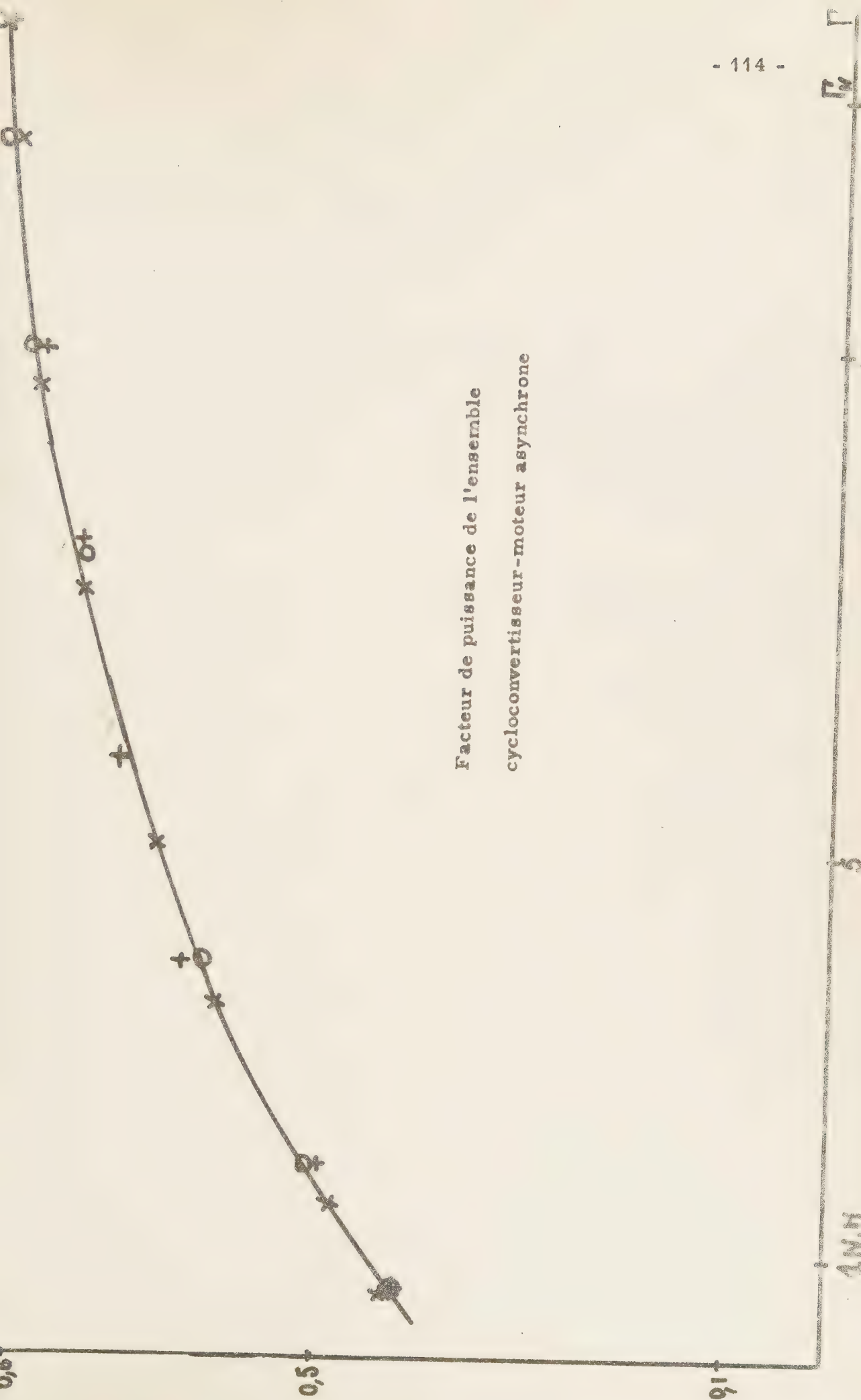


Figure V.24



Facteur de puissance de l'ensemble
cycloconvertisseur-moteur asynchrone

Figure V.25 40

14.4

CONCLUSION

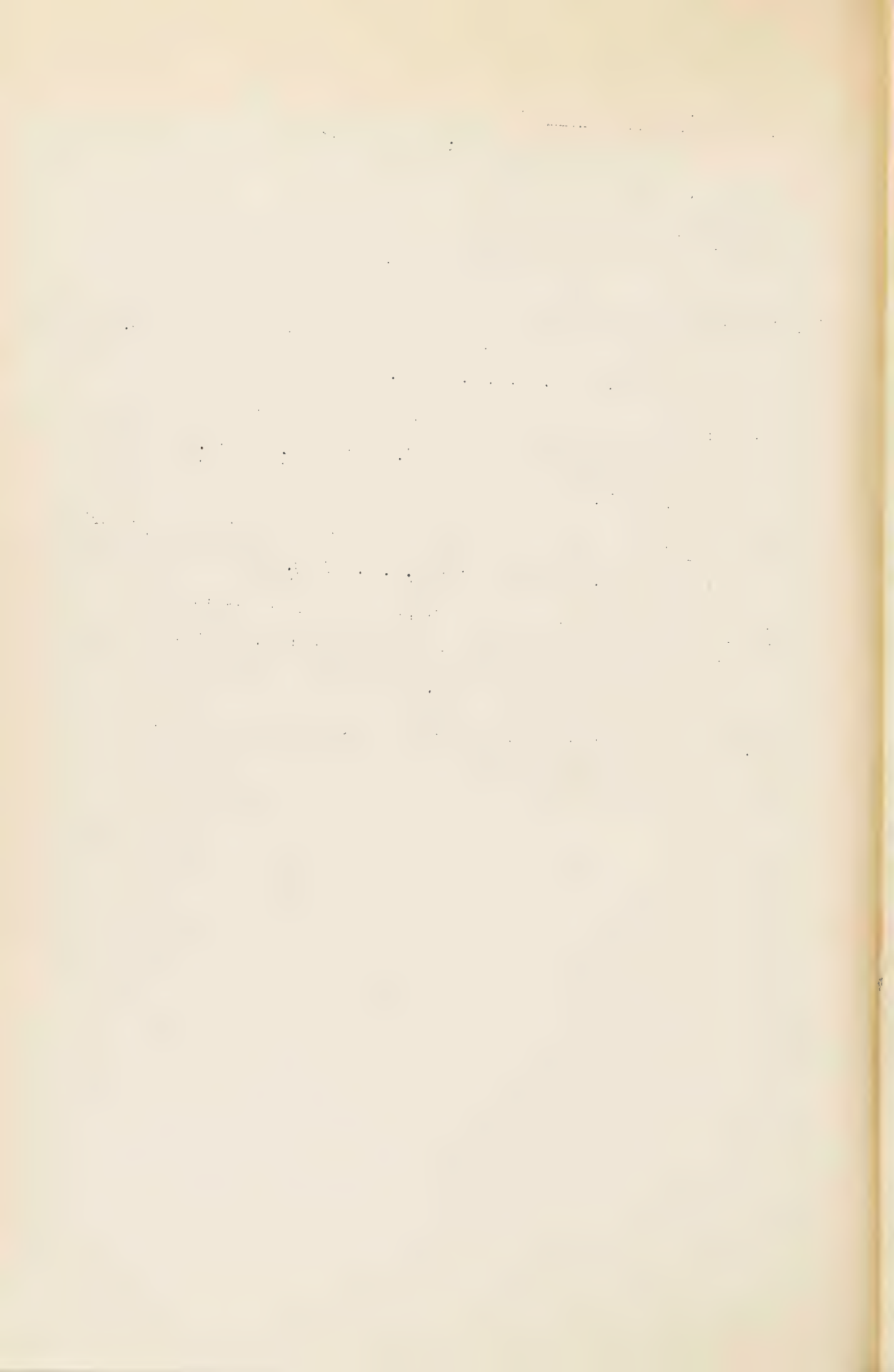
Les modifications que nous avons apportées au cycloconvertisseur nous ont permis d'obtenir un fonctionnement correct de celui-ci lorsque sa charge est une machine asynchrone fonctionnant à flux d'entrefer constant. D'autre part, le moteur ainsi alimenté a un fonctionnement satisfaisant et un rendement tout à fait comparable à celui obtenu en l'alimentant à la même fréquence par un alternateur.

Nous pouvons donc conclure que l'ensemble cycloconvertisseur-moteur asynchrone permet d'obtenir dans de bonnes conditions une vitesse de rotation variable.

BIBLIOGRAPHIE

- (1) TOSHITARO J. TAKEUCHI : Theory of SCR circuit and application to motor control (Tokyo Electrical Engineering college Press).
- (2) PHILIP L. ALGER : The nature of induction machines (Gordon and Breach Science Publishers).
- (3) WALDO V. LYON : Transient Analysis of Alternating-current Machinery (Technology Press of Massachusetts Institute of Technology)
- (4) E. GUDEFIN : Cours d'Electrotechnique professé à l'E.N.S.E.M. (non publié).
- (5) E. GUDEFIN : Les machines à commutation électronique (R. G. E. Janvier 1968).
- (6) R. HUSSON : Cours de calcul analogique professé à l'E.N.S.E.M. (1967, non publié).
- (7) P. GRAFF : Thèse de Docteur-Ingénieur, Faculté des Sciences de Nancy (1969).
- (8) L. NELSON, LIPO et KRAUSE : Stability analysis of a symmetrical induction machine (IEEE trans. on power apparatus and systems - Nov. 1969).
- (9) H.E. JORDAN : Analysis of induction machine in dynamic systems (IEEE trans. on power apparatus and systems 1966)
- (10) ABRAHAM. FORSTER and SCHLIEPHAKE : A.C. motor supply with thyristor converters (IEEE, Trans. on industry and general applications Sept. Oct. 1966).
- (11) LYSCOV : Détermination expérimentale des paramètres d'une machine asynchrone à rotor en court-circuit (Izvest, vyssh, uchebn Zaved Energet SSSR 1967).
- (12) BYSTRON : Einflüsse von strom und Spannungs-überschwingungen eines Zwischen kreisumrichters auf Asynchron maschinen (Siemens Zeitung Deutsch 1967).

- (13) JORDANOV-NEDELICHEV : Régulation de la vitesse des moteurs asynchrones au moyen de la variation de la fréquence (Tekhn. Msiâl Bâlg 1966).
- (14) SATTLER : Parasitare Drehmomente von stromrichtermotoren (Elektrotech Zeitung Deutsch 1967).
- (15) SLABIAK - LAWSON : Precise control of a three phase squirrel cage induction motor using a practical cycloconverter (IEEE trans. Industry gen. Appl. U.S.A. 1966).
- (16) RACZ : Betrachtungen zu überwellen problemen an asynchronmotoren bei stromrichter speisung (Period. Polytechn. Electr. Engng Hongr. 1967).
- (17) VAN ECK : Frequency changer systems using the cycloconverter principle (IEEE Trans. Apply Industry U.S.A. 1963).
- (18) P. FOURNIER : Commande des éléments redresseurs d'un changeur de fréquence dans le cas d'un montage en cycloconvertisseur (Brevet ALSTHOM n° 38023).
- (19) R. LE DŒUFF : Mode de pilotage des cycloconvertisseurs. (Brevet ALSTHOM n°



Vu, Approuvé,
et Permis d'Imprimer

NANCY, le 3 SEPTEMBRE 1970.

le Doyen,

J. AUBRY.

THE
LIBRARY OF THE
MUSEUM OF NATURAL HISTORY

NEW YORK
1881

1881

1881

